E 2040

R 1985 APR 22

REFERALVA

Elektrotechn.

04

Electrotehnica Electronica Automatica

AUTOMATICA ŞI ELECTRONICA • BUCUREŞTI • ANUL 29 • NR. 1 • MARTIE 1985

59

CONFERINȚA ANUALĂ DE SEMICONDUCTOARE EDIȚIA A 8-A

Organizată de Comisia Inginerilor și Tehnicienilor din CCSIT—S

Timișu de Sus, 9—12 octombrie 1985

CAS—85

PSCOP

CAS constituie un forum anual de prezentare și dezbatere a realizărilor valoroase în domeniul electronicii semiconductoarelor, în țara noastră.

PROFIL TEMATIC

Profilul conferinței este sintetizat cel mai bine în titlul ei : „Semiconductoare". La edițiile precedente s-au organizat secțiuni care, fără a fi limitative, rămîn valabile și anul acesta pentru definirea profilului CAS :

— analiza și modelarea dispozitivelor semiconductoare ;
— proiectare/inginerie asistată de calculator (CAD/CAE), inclusiv calculatoare personale ;
— tehnologii și utilaje de procesare ;
— metode de caracterizare ;
— circuite integrate ;
— dispozitive de microunde ;
— detectoare (senzori) cu semiconductoare (inclusiv detectoare de radiații) și elemente de afișare ;
— sisteme de testare (semiconductoare) ;
— aplicații originale („novele") ale semiconductoarelor ;
— fiabilitatea componentelor semiconductoare ;
— cercetări avansate („fundamentale") de semiconductoare.

TERMENE

Acceptarea lucrărilor se va face în două trepte consecutive și interdependente : pe bază de rezumate pentru preselecție (treapta I) și pe bază de rezumate extinse pentru volumul „Lucrările CAS" (treapta II). Spre deosebire de alte sesiuni științifice, simpozioane etc., la CAS nu se acceptă lucrările care au mai fost prezentate sau publicate în țară. Termenele limită de primire a materialelor (DEADLINE !) sînt :

— rezumate pentru preselecție . . . . . 30 martie
— rezumate extinse pentru volumul „Lucrările CAS" . . . . . 30 mai.

Rezumatele pentru preselecție (originalul pe formular CAS + 3 copii xeros/carbon) vor fi transmise managerului conferinței :

Ing. *Doina Vancu*, Manager CAS-85, CCSIT—S
Str. Erou Iancu Nicolae 32B, București

„LUCRĂRILE CAS—1985"

Rezumatele extinse ale lucrărilor vor fi dactilografiate pe formulare speciale în vederea editării volumului „LUCRĂRILE CAS—1985". În cadrul efortului continuu de compatibilizare cu și apropiere de tehnica electronică din țările avansate, volumul va fi editat hibrid ; la ediția precedentă acesta a avut 25% din lucrările scrise în limba engleză. Autorii care doresc să redacteze rezumatele în limba engleză sau care le au pregătite pentru conferințe internaționale sînt încurajați în trimiterea lor la CAS. La ambele faze de selecție se acceptă rezumate în limba engleză, dacă sînt scrise chiar de autori ; altminteri se preferă o scriere în română corectă uneia în „engleză de cabinet tehnic".

PROGRAM TEHNIC

Programul va conține comunicări prezentate oral — lucrări invitate și lucrări normale — și comunicări prezentate pe bază de afișe (poster). În ultima zi a conferinței se vor organiza două mese rotunde. Temele care vor fi dezbătute se vor stabili pe baza opțiunilor exprimate la completarea talonului de participare. Taxa de participare este de 100 lei și va fi cerută imediat după comunicarea acceptării lucrării la a doua fază de selecție. Participanții vor trebui să își plătească singuri (prin întreprinderile la care sînt afiliați, sau personal) cazarea și cheltuielile la Timișu-de-Sus.

OSZ AGOSTHUSZAMI INFORMÁCIÓS HÍRLAP 1983

ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ȘI AUTOMATICA

ANUL 29 Nr. 1 martie 1985

AUTOMATICA ȘI ELECTRONICA

Editorial

Lista lucrărilor premiate

CZ 621.396.6 : 534.2

ANTENE MONOLITICE
MICROSTRIP

Nicolau, E. ș.a. : **Antene monolitice pentru microunde.**

E.E.A. — **Automatica și electronica 29**, nr. 1, mart 1985, p.6

Lucrarea prezintă rezultatele majore obținute în ultimii ani în teoria și practica antenelor monolitice realizate în tehnologia microstrip. Sînt prezentate de asemenea metode de prelucrare a semnalelor de microunde prin intermediul acestui nou tip de antene. În încheiere, sînt descrise rezultatele concrete obținute la CCSIT-S pentru șiruri de antene monolitice microstrip în banda X.

CZ 537.5 : 538.5 : 621.396.6

IMPLANTARE DE IONI
MODELARE DE PROCES

Marinescu, R. ș.a. : **Model bidimensional al profilului de impurități obținut prin implantarea de ioni în siliciu monocristalin.**

E.E.A. — **Automatica și electronica 29**, nr. 1, mart 1985, p.9

Se prezintă un program de modelare bidimensională a profilelor de impurități obținute prin implantare de ioni în siliciu monocristalin prin ferestre de dimensiuni submicronice deschise în stratul de bioxid de siliciu utilizat pentru mascarea procesului de implantare.

CZ 621.372.8

CIRCUITE INTEGRATE CMOS
CARACTERIZARE

Călin, T. ș.a. : **Seria CMOS 4000 B : Caracteristici și performanțe.**

E.E.A. — **Automatica și electronica 29**, nr. 1, mart 1985, p.13

În lucrare sînt prezentate performanțele circuitelor integrate CMOS din seria 4000 B fabricate la noi în țară, comparativ cu cele ale circuitelor similare existente pe piața mondială.

CZ 621.314.2 : 621.372.8

TEHNOLOGIE MONOLITICĂ BIPOLARĂ
TRANZISTOR JFET IMPLANTAT IONIC
CIRCUITE INTEGRATE BiFET

Balaban, Gh. ș.a. : **Circuite integrate liniare BiFET — dispozitive, tehnologie, tehnici de circuit, aplicații.**

E.E.A. — **Automatica și electronica 29**, nr. 1, mart 1985, p.16

Sînt prezentate aspecte teoretice și experimentale legate de tehnologia și proiectarea circuitelor integrate liniare BiFET.

CZ 621.867.2 : 621.395.9

CANALE DE DIFUZIE
DEFECTE CRISTALOGRAFICE

Sachelarie, D. ș.a. : **Influența defectelor cristalografice asupra comportării tranzistoarelor de înaltă frecvență.**

E.E.A. — **Automatica și electronica 29**, nr. 1, mart 1985, p.24

Lucrarea analizează prin metoda decorării anodice, microscopie electronică și caracterizare electrică problemele legate de apariția canalelor de difuzie la tranzistoarele de înaltă frecvență.

CZ 538.551 : 621.395

CIRCUITE INTEGRATE MOS
SEM — CONTRAST DE POTENȚIAL

Profeta, I. ș.a. : **Mecanism de defectare pentru circuite integrate MMP 710.**

E.E.A. — **Automatica și electronica 29**, nr. 1, mart 1985, p.27

În această lucrare este prezentat un mecanism de defectare al circuitului integrat MOS, selector cu opt canale, tip MMP 710, în urma probei de funcționare la temperatură. Analiza circuitelor defecte utilizează tehnica contrastului de potențial static cu microscopul electronic de baleiaj.

CZ 621.385

TRANZISTOR MOS CU CANAL LUNG
REGIM STATIC

Steriu, M. D. ș.a. : **Regimul static al tranzistoarelor MOS cu canal lung neuniform.**

E.E.A. — **Automatica și electronica 29**, nr. 1, mart 1985, p.29

Lucrarea se ocupă de modelarea tranzistoarelor MOS cu canal lung în condiții de variație de-a lungul canalului a următoarelor mărimi : concentrația de impurități din substrat, potențialul porții și lățimea canalului/porții.

CZ 681.37.029.6

MIXERE DE RADIOFRECVENȚĂ
MĂSURĂTORI

Iordănescu, S. ș.a. : **Mixere dublu echilibrate pentru banda VHF—UHF.**

E.E.A. — **Automatica și electronica 29**, nr. 1, mart 1985, p.32

Lucrarea descrie un procedeu original de realizare a mixerelor dublu echilibrate cu diode Schottky și prezintă rezultatele determinărilor efectuate asupra unor loturi de mixere care lucrează în benzile de frecvență 10—250 MHz, respectiv 50—500 MHz.

CZ 621.37.029.6; 621.38.001.4

GENERATOARE DE ZGOMOT
DIODĂ SEMICONDUCTOARE
TRANSFER DE PUTERE

Buiculescu, V. ș.a. : **Generatoare de zgomot în domeniul microundelor cu dispozitive semiconductoare.**

E.E.A. — **Automatica și electronica 29**, nr. 1 mart 1985, p.36

În lucrare sînt raportate cîteva rezultate privind realizarea în țară cu caracter de premieră, a unui circuit generator de zgomot în domeniul microundelor și a dispozitivului semiconductor asociat.

CZ 681.84 : 534.4

SINTETIZAREA SUNETELOR
INFORMATIZAREA MUZICII
INTERPRETĂRI ELECTRONICE

Popescu, B. ș.a. : **Sintetizarea muzicii cu ajutorul unui minicalculator programabil.**

E.E.A. — **Automatica și electronica 29**, nr. 1, mart 1985, p.39

Tema lucrării este legată de interferențele dintre electronică și muzică. După cîteva considerații generale asupra sintetizării sunetelor sînt prezentate fundamente ale sintetizării muzicii cu calculatorul. Meritul autorilor este acela de a fi „exploatat" la maximum posibilitățile muzicale ale unui minicalculator programabil. Rezultatele experimentale s-au concretizat într-o demonstrație la CAS constînd în interpretarea, cu ajutorul minicalculatorului, a două piese de J. S. Bach.

COMITETUL DE REDACȚIE

Prof. dr. doc. șt. tehn. ing. I. S. ANTONIU, membru coresp. la Academiei R. S. România ; prof. dr. ing. C. APETREI ; acad. dr. doc. șt. tehn. ing. A. AVRAMESCU ; ing. I. BĂTRÎNA ; prof. dr. doc. șt. tehn. ing. N. BOȚAN ; dr. ing. C. BULUCEA ; dr. ing. V. BUNEA ; prof. dr. ing. S. CĂLIN ; prof. dr. ing. V. CĂTUNEANU ; ing. V. CEOCEONICĂ ; prof. dr. doc. șt. tehn. ing. V. CORLĂȚEANU ; prof. dr. ing. T. DORDEA ; prof. dr. ing. M. DRĂGĂNESCU ; prof. dr. ing. S. FLOREA ; prof. dr. ing. M. HĂNGĂNUȚ ; prof. dr. doc. șt. tehn. G. HORTOPAN ; ing. I. ILIESCU ; ing. V. LEFTER ; dr. ing. A. dr. ing. A. NICOLAIDE ; ing. A. POPA ; prof. dr. ing. S. PUȘCAȘU ; ing. M. SÎRBU ; dr. ing. VALERIUS STANCIU, redactor resp. adjunct ; dr. ing. FLORIN TEODOR TĂNĂSESCU, redactor responsabil.

Redactor principal : VIORICA ANASTASESCU
Tehnoredactor : CORNELIA CRISTESCU

СОДЕРЖАНИЕ

Редакционный

Список премированных работ

УДК 621.396.6: 534.2

АНТЕННЫ МОНОЛИТНЫЕ
МИКРОСТРИП

Николау, Е. и др.: **Микроволные монолитные антенны.**

Е.Е.А.—**Automatica şi electronica 29**, nr. 1, март 1985, стр. 6

Работа представляет основные результаты, полученные в последних годах в теории и практике монолитных антенн, выполненных в микрострип технологии. Представлены также методы обработки микроволновых сигналов при помощи этого нового типа антенн. В заключении описаны конкретные результаты, полученные в CCSIT—S для рядов микрострип монолитных антенн в полосе X.

УДК 537.5: 538.5: 621.396.6

ИОННАЯ ИМПЛАНТАЦИЯ
МОДЕЛИРОВАНИЕ ПРОЦЕССА

Маринеску, Р. и др.: **Двухмерный образец профиля примесей, который был получен ионной имплантацией монокристаллического кремния.**

Е.Е.А.—**Automatica şi electronica 29**, nr. 1, март 985, стр. 9

Представляется программа двухмерная профиля примесей, полученных при помощи ионной имплантации в монокристаллическом кремнии через окна подмикроных размеров, открытые в слое двуокиси кремния, использованного для маскировки процесса имплантации.

УДК 621.372.8

ИНТЕГРАЛЬНЫЕ МИКРОСХЕМЫ С МОП КАНАЛОМ/CMOS
ХАРАКТЕРИСТИКИ

Кэлин, Т. и др.: **Серия КМОП 4000 В: Характеристики и результаты.**

Е.Е.А.—**Automatica şi electronica 29**, nr. 1, март 1985, стр. 13

В работе представлены результаты КМОП интегральных микросхем серии 4000 В, изготовленных у нас стране, сравнительно с результатами подобныв интегральных микросхем, существующих на мировом рынке.

УДК 621.314.2: 621.372.8

БИОПОЛЯРНАЯ МОНОЛИТНАЯ ТЕХНОЛОГИЯ
ПОЛЕВОЙ ТРАНЗИСТОР С ПЕРЕХОДОМ ИОННО ИМПЛАНТАЦИОННЫЙ
ИНТЕГРАЛЬНЫЕ МИКРОСХЕМЫ ДВОЙНО ПОЛЕВЫЕ

Балабан, Г. и др.: **Линейные интегральные микросхемы двойно полевые — приборы, технология, техники схемы, применения.**

Е.Е.А.—**Automatica şi electronica 29**, nr. 1 март 1985, стр. 16

Представлены теоретические и экспериментальные аспекты связанные технологией и проектировнием линейных интегральных двойно полевых микросхем.

УДК 621.867.2: 621.395.9

ДИФФУЗИОННЫЕ КАНАЛЫ
КРИСТАЛЛОГРАФИЧЕСКИЕ ДЕФЕКТЫ

Сакеларие, Д. и др.: **Влиянид кристаллографических дефектов на поведение высокочастотны х транзисторов.**

Е.Е.А.—**Automatica şi electronica 29**, nr. 1, март 1985, стр. 24

Работа анализирует при помощу метода анодного украшения, электронной микроскопии и электрического представления характеристик вопросы- связанные появлением диффузионных каналов высокочастотных транзисторов.

УДК 538.551: 621.395

МОП ИНТЕГРАЛЬНЫЕ МИКРОСХЕМЫ
SEM— ПОТЕНЦУАЛЬНЫЙ КОНТРАСТ

Профета, И. и др.: **Механизм дефектирования для интегральных микросхем типа ММР 710.**

Е.Е.А.—**Automatica şi electronica 29**, nr. 1, март 1985, стр. 27

В этой работе представлен механизм дефектирования МОП интегральных микросхем, селектора с 8-ми каналов, типа ММР 740, в результате испытания работы при температуре. Анализ дефектных микросхем использует технику контраста статического потенциала с растровым электронным микроскопом.

УДК 621.385

МОП ТРАНЗИСТОР С ДЛИННЫМ КАНАЛОМ
СТАТИЧЕСКИЙ РЕЖИМ

Стериу, М. Д.: **Статический режим МОП транзисторов с длинным неодинаковым каналом.**

Е.Е.А.—**Automatica şi electronica 29**, nr. 1, март 1985, стр. 29

Работа занимается моделированием МОП транзисторов с длинным каналом в изменяющихся условиях вдоль канала со следующими величинами: концентрация примесей подложки, потенциал части и ширина канала/части.

УДК 681.37.029.6

РАДИОЧАСТОТНЫЕ СМЕСИТЕЛИ
ИЗМЕРЕНИЯ

Иордэнеску, С. и др.: **Смесители двойно балансные для полосы.**

Е.Е.А.—**Automatica şi electronica 29**, nr. 1, март 1985, стр. 32

Работа описывает оригинальный метод изготовления двойно балансных смесителей с диодами ШОТТКИ и представляет результаты определений, проведенных на некоторые партии смесителей, которые работают при полосах частот 10—250 МГц, соответственно 50—500 МГц.

УДК 621.37.029.6; 621.38.001.4

ГЕНЕРАТОРЫ ШУМА
ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ДИОДЫ
ПЕРЕНОС МОЩНОСТИ

Буйкулеску, В. и др.: **Генераторы шума в области микроволн с полупроводниковыми приборами.**

Е.Е.А.—**Automatica şi electronica 29**, nr. 1, март 1985, стр. 36

В работе представлены некоторые результаты изготовления в стране с характером премьеры, схемы генератора шума в области микроволн и объединившегося полупроводникового прибора.

УДК 681.84:534.4

СИНТЕТИЗИРОВАНИЕ ЗВУКОВ
ИНФОРМАТИЗИРОВАНИЕ МУЗИКИ
ЭЛЕКТРОННЫЕ ИНТЕРПРЕТАЦИИ

Попеску, В. и др. **Синтетизирование музики при помощи программируемого миникалькулятора.**

Е.Е.А.—**Automatica şi electronica 29**, nr. 1, март 1985, стр. 39

Тема работы связана интерференциями между электроникой и музикой. После нескольких общих соображений по синтетизированию звуков представлены основы синтетизирования музики с калькулятором. Заслуга авторов состоит в том, что были ,,эксплоатированы'' до максимума музикальные возможности программируемого миникалькулятора. Экспериментальные результаты конкретизировались в одной демонстрацией в рамках CAS, заключаясь в интерпретации при помощи миникалькулятора двух пъес J. S. Bach.

INHALT

Meinung des Herausgebers

Liste der prämiierten Arbeiten

DK 621.396.6 : 534.2

MONOLITHISCHE ANTENNEN
MICROSTRIP

Nicolau, E. u.a. : **Monolitische Antennen für den Microwellen.**

E.E.A. — **Automatica şi electronica 29**, Nr. 1, März 1985, S. 6

Die Arbeit beschreibt die Hauptresultate, die in den letzten Jahren in der Theorie und Praxis der, in der Microstrip-Technologie verwirklichten, monolithischen Antennen erhalten wurden. Es werden ebanfalls Methoden der Vararbeitung der Mikrowellensignale mittels dieses neuen Antennentyps dargestellt. Zum Abschluss werden die konkreten Resultate beschrieben, die bei CCSIT-S für Reihen von Microstrip — monolithischen Antennen im X-Band erzielt wurden.

DK 537.5 : 538.5 : 621.396.6

IONENIMPLANTATION
PROZESSGESTALTUNG

Marinescu, R. u.a. : **Zweidimensionales Modell des Verunreinigungsprofils, das durch din Ionenimplantation in monokristallines Silizium erhalten wurde.**

E.E.A. — **Automatica şi electronica 29**, Nr. 1, März 1985, S. 9

Es wird ein Programm zweidimensionaler Gestaltung der Verunreinigungsprofile beschrieben, die durch Ionenimplantation in monokristallines Silizium durch Tenster von untermikronischen Abmessungen erhalten wurden, die in der Siliziumdioxydschicht geöffnet wurden, die für die Maskierung des Implantationsprozesses verwendet wurde.

DK 621.372.8

CMOS-INTEGRIERTE SCHALTKREISE
CHARAKTERISIERUNG

Călin, T. u.a. : **Die Serie CMOS 4000 B : Charakteristiken und Grenzwerte.**

E.E.A. — **Automatica şi electronica 29**, Nr. 1, März 1985, S. 13

In der Arbeit werden die Grenzwerte der in unserem Land hergestellten CMOS-integrierten Schaltkreise aus der Serie 4000 B, in Vergleich mit den Grenzwerten der auf dem Weltmarkt befindlichen gleichartigen Schaltkreise, dargestellt.

DK 621.314.2 : 621.372.8

MONOLITHISCH BIPOLARE TECHNOLOGIE
IONISCH IMPLANTIERTER JFET-TRANSISTOR
BIFET—INTEGRIERTE SCHALTKREISE

Balaban, Gh. u.a. : **BIFET lineare integrierte Schaltkreise — Vorrichtungen, Technologie, Schalkreistechniken, Anwendungen.**

E.E.A. — **Automatica şi electronica 29**, Nr. 1, März 1985, S. 16

Es werden theoretische und experimentelle Aspekte im Zusammenhang mit der Technologie und dem Entwurf der BIFET — linearen integrierten Schalkreise dargestellt.

DK 621.867.2 : 621.395.9

DIFFUSIONSKANÄLE
KRISTALLOGRAPHISCHE DEFEKTE

Sachelarie, D. u.a. : **Der Einfluss der kristalographischen Defekte auf das Verhalten der Hochfrequenztransistoren.**

E.E.A. — **Automatica şi electronica 29**, Nr. 1, März 1985, S. 24

Die Arbeit untersucht durch die Methode des anodischen Druckes, durch elektronische Mikroskopie und elektrische Charakterisierung, die Probleme, die mit dem Auftreten der Diffusionskanäle bei den Hochfrequenztransistoren verbunden sind.

DK 538.551 : 621.395

MOS — INTEGRIERTE SCHALTKREISE
SEM — POTENTIALKONTRAST

Profeta, I. u.a. : **Mechanismus der Tehlererscheinung für integrierte Schaltkreise MMP 710.**

E.E.A. — **Automatica şi electronica 29**, Nr. 1, März 1985, S.27

In dieser Arbeit wird ein Mechanismus der Tehlererscheinung des MOS-integrierten Schaltkreises, Selektor mit acht Kanälen, Typ MMP 710, nach der Probe der Funktion bei Temperatur, vorgestellt. Die Untersuchung der defekten Schaltkreiss benützt die Technik des Kontrasts des statischen Potentials mit dem Rastermikroskop.

DK 621.385

MOS-TRANSISTOR MIT LANGEM KANAL
STATISCHER BETRIEB

Steriu, M. D. u.a. : **Der statische Betrieb der MOS-Transistoren mit ungleichförmigen langem Kanal.**

E.E.A. — **Automatica şi electronica 29**, Nr. 1, März 1985, S.29

Die Arbeit beschäftigt sich mit der Gestaltung des MOS-Transistoren mit langem Kanal unter den Bedingungen der Änderung längs des Kanals der folgender Grössen : Konzentration der Verunreinigungen im Substrat, Potential des Tores und Breite des Kanals/des Tores.

DK 681.37.029.6

RADIOFREQUENZISCHER
MESSUNGEN

Iordănescu, S. u.a. : **Doppelt abgeglichene Mischer für das Band VHF — UHF.**

E.E.A. — **Automatica şi electronica 29**, Nr. 1, März 1985, S.32

Die Arbeit beschreibt ein originales Verfahren für die Realisierung der doppels abgeglichenen Mischer mit Schottky-Dioden und stellt die Resultate der Bestimmungen in einige Gruppen von Mischern vor, die in den Frequenzbändern 10—250 MHz, bzw. 50—500 MHz arbeiten.

DK 621.37.029.6 : 621.38.001.4

RAUSCHGENERATOREN
HALBLEITERDIODEN
LEISTUNGSÜBERTRAGUNG

Buiculescu, V. u.a. : **Rauschgeneratoren im Bereich der Mikrowellen mit Halbleitervorrichtungen.**

E.E.A. — **Automatica şi electronica 29**, Nr. 1, März 1985, S.36

Die Arbeit bezieht sich auf einige Resultate im Zusammenhang mit der Realisierung im Land mit dem Charakter einer Premiere, eines rauschgenerierenden Schaltkreises im Mikrowellenbereich und der damit verbundenen Halbleitervorrichtung.

DK 681.84 : 534.4

SYNTHETISIERUNG DER TÖNE
INFORMATISIERUNG DER MUSIK
ELEKTRONISCHE INTERPRETATIONEN

Popescu, B. u.a. : **Synthetisierung der Musik mit Hilfe eines programmierbaren Kleinrechners.**

E.E.A. — **Automatica şi electronica 29**, Nr. 1, März 1985, S.39

Das Thema der Arbeit ist verbunden mit den Interferenzen zwischen der Elektronik und der Musik. Nach einigen allgemeinen Betrachtungen über die Synthetisierung der Töne, werden Grundlagen der Synthetisierung der Musik mit dem Rechner vorgestellt. Der Verdienst der Autoren ist, die musikalischen Möglichkeiten eines programmierbaren Kleinrechners maximal ausgenützt zu haben. Die experimentellen Resultate veranschaulichten sich in einer Vorführung bei der Jahreskonferenz für Halbleiter, bestehend in der Interpretation, mit Hilfe des Kleinrechners, von zwei Musikstücken von J. S. Bach.

CONTENTS

Editorial

List of Papers Have That Been Awarded A Prize

DC 621.396.6 : 534.2

MONOLITHIC ANTENNAS
MONOSTRIP

Nicolau, E. and others : **Monolithic antennas for microwaves.**

E.E.A. — **Automatica şi electronica 29**, nr. 1, mar 1985, p. 6

The paper presents the major results obtained these last years in the theory and practice of monolithic antennas achieved in microstrip technology. There are also presented methods of processing microwaves using this new type of antennas. As a close, there are described the concrete results obtained at CCSIT-S. for ranges of microstrip monolithic antennas in X band.

DC 537.5 : 538.5 : 621.396.6

ION IMPLANTATION
PROCESS MODELLING

Marinescu, R. and others : **Two-dimensional model of impurity profile obtained by ion implantation in monocrystalline silicon.**

E.E.A. — **Automatica şi electronica 29**, nr. 1, mar 1985, p. 9

The authors present a programme of two-dimensional modelling of impurity profile obtained by ion implantation in monocrystalline silicon through submicronic dimensioned slots opened in the silicon dioxide layer used to mask the implantation process.

DC 621.372.8

CMOS INTEGRATED CIRCUITS
CHARACTERIZATION

Călin, T. and others : **CMOS 4000 B Series : Characteristics and performances.**

E.E.A. — **Automatica şi electronica 29**, nr. 1, mar 1985, p.13

The performances of CMOS 4000 B series integrated circuits produced in our country are presented in this paper in comparison with similar circuits existing on the world market.

DC 621.314.2 : 621.372.8

MONOLITHIC + BIPOLAR TECHNOLOGY
JFET TRANSISTOR IONICLY IMPLANTED
BIFET LINEAR INTEGRATED CIRCUITS

Balaban, Gh. and others : **BiFET linear integrated circuits — devices, technology, circuit techniques, applications.**

E.E.A. — **Automatica şi electronica 29**, nr. 1, mar 1985, p. 16

They present theoretical and experimental aspects related to the technology and design of BiFET linear integrated circuits.

DC 621.367.2 : 621.395.9

DIFFUSION CHANNELS
CRYSTALLOGRAPHIC DEFECTS

Sachelarie, D., and others : **The influence of crystallographic defects on the behaviour of high frequency transistors.**

E.E.A. — **Automatica şi electronica 29**, nr. 1, mar 1985, p.24

The paper analyses the problems concerning the appearance of difusion channels at high frequency transistors through the method of anodic decoration of electronic microscopy and of electric characterization.

DC 538.551 : 621.395

MOS INTEGRATED CIRCUITS
SEM POTENTIAL CONTRAST

Profeta, I. and others : **Damage mechanism for MMP 710 integrated circuits.**

E.E.A. — **Automatica şi electronica 29**, nr. 1, mar 1985, p.27

In this paper the authors presents a damage mechanism of the MOS integrated circuit, selector with eight channels, MMP 710 type, following the temperature working test. Damaged circuit analysis used the technique of potential static contrast with scanning electron microscope.

DC 621.385

LONG CHANNEL MOS TRANSISTOR
STEADY STATE

Steriu, M. D. and others : **Steady state of nonuniform long channel MOS transistors.**

E.E.A — **Automatica şi electronica 29**, nr. 1, mar 1985, p.29

The paper deals with long channel transistor modelling, under conditions of variation along the channel, of the following magnitudes : impurity concentration in the substrate, gate potential and channel/gate width.

DC 681.37.029.6

RADIO FREQUENCY MIXERS
MEASUREMENTS

Iordănescu, S. and others : **Doubly balanced mixers for VHF-UHF band.**

E.E.A. — **Automatica şi electronica 29**, nr. 1, mar 1985, p.32

The paper describes an original method of producing double balanced mixers with Schottky diodes and it presents the results of the determinations performed on some lots of mixers working in 10—250 MHz, 50—500 MHz frequency bands respectively.

DC 621.37.029.6 : 621.38.001.4

NOISE GENERATORS
SEMICONDUCTOR DIODES
POWER TRANSFER

Buiculescu, V. and others : **Noise generators in the field of microwaves with semiconductor devices.**

E.E.A. — **Automatica şi electronica 29**, nr. 1, mar 1985, p.36

In this paper there are reported some results concerning the achievement for the first time in our contry, of a circuit that generates noise in the field of microwaves and of the associated semiconductor device.

DC 681.84 : 534.4

SOUND SYNTHESIZING
INFORMATIZATION OF MUSIC
ELECTRONIC INTERPRETATIONS

Popescu, B. and others : **Music synthesizing with the help of a processable minicomputer.**

E.E.A. — **Automatica şi electronica 29**, nr. 1, mar 1985, p.39

The subject of the paper is related to the interferences between electronics and music. After some general considerations on sound synthesizing there are presented some bases of music synthesizing using the computer. The authors' merit is that of having „taken maximum advantage" of musical possibilities of a processable minicomputer. The experimental results have been materialized in a demonstration at the Annual Semiconductor Conference (CAS) consisting in the rendition of two concert stucks by J. S. Bach, with the help of a minicomputer.

SOMMAIRE

Editorial

Liste des ouvrages couronnés

CD 621.396.6 : 534.2

ANTENNES MONOLITHIQUES
MICROSTRIP

Nicolau, E. et au. : **Antennes monolithiques pour microondes.**

E.E.A. — **Automatica şi electronica 29**, nr. 1, mart 1985, p. 6

L'ouvrage présenté les resultats majeurs obtenus aux dernières années dans la théorie et la pratique des antennes monolithiques realisées dans la technologie microstrip. On présente aussi des méthodes de traitement des signales de microondes par l'intermediaire de ce type d'antennes. En guise de conclusion on décrit les résultats concrets obtenus à CCSIT-S pour la suite d'antennes monolithiques microstrip en bande X.

CD 537.5 : 538.4 : 621.396.6

IMPLANTATION D'IONS
MODELAGE DE PROCÈS

Marinescu, R. et au. : **Modele bidimensionnel du profil d'impuretés obtenu par implantation d'ions en silicium monocristallin.**

E.E.A. — **Automatica şi electronica 29**, nr. 1, mart 1985, p. 9

On présente un programme de modelage bidimensionnel des profils d'impuretés obtenus par implantation d'ions en silicium monocristallin par fenêtres de dimensions sousmicroniques, ouvertes dans la couche d'oxyde de silicium utilisé pour la masquage du procès d'implantation.

CD 621.372.8

CIRCUITS INTEGRES CMOS
CARACTERISATION

Călin, T. et au. : **Serie CMOS 4000 B : Caracteristiques et performances.**

E.E.A. — **Automatica şi electronica 29**, nr. 1, mart 1985, p. 13

Dans l'ouvrage on présente les performances des circuits integrés CMOS de la serie 4000B fabriqués dans notre pays, en comparaison aux circuits similaires existant au marché mondial.

CD 621.314.2 : 621.372.8

TECHNOLOGIE MONOLITHIQUE BIPOLAIRE
TRANSISTOR JFET, IMPLANTE IONIQUEMENT
CIRCUITS INTEGRES BIFET

Balaban, Gh. et au. : **Circuits integrés lineaires BiFET — dispositifs, technologie, techniques de circuits, applications.**

E.E.A. — **Automatica şi electronica 29**, nr. 1, mart 1985, p. 16

On présente des aspects theoriques et experimentaux concernent la technologie et la projection des circuits integrés lineaires BiFET.

CD 621.867.2 : 621.395.9

CANAUX DE DIFFUSION
DÉFAUTS CRISTALLOGRAPHIQUES

Sachelarie, D. et au. : **Influence des défauts cristallographiques sur le comportement des transistors de haute frequence**

E.E.A. — **Automatica şi electronica 29**, nr. 1, mart. 1985, p. 24

L'ouvrage analyse par la methode de la décoration anodique, microscopie electronique et caracterisation electrique des problemes concernant l'apparition des canaux de diffusion aux transistors de haute frequence.

CD 538.551. : 621.395

CIRCUITS INTEGRES MOS
SEM — CONTRASTE DE POTENTIEL

Profeta, I. et au : **Mecanisme de détérioration pour les circuits integrés. MMP 710.**

E.E.A. — **Automatica şi electronica 29**, nr. 1, mart 1985, p. 27

Dans cet ouvrage on présente un mecanisme de détérioration du circuit integrés MOS, selecteur à huit canaux, type MMP 710, à la suite de l'essai de fonctionnement à la température. L'analyse des circuits doubles utilise la technique du contraste de potentiel statique avec la microscope électronique de balayage.

CD 621.385

TRANSISTOR MOS Á CANAL LONG
REGIME STATIQUE

Steriu, M. D. et au. : **Regime statique des transistors MOS à canal long irregulier.**

E.E.A. — **Automatica şi electronica 29**, nr. 1, mart 1985, p. 29

L'ouvrage présente le modelage des transistors MOS à canal long en conditions de variation, tout au long du canal, des suivantes grandeurs : la concentration d'impuretés de la souscouche, le potentiel de la porte et la longueur du canal de la porte.

CD 681.37.029.6

MÉLANGEUR DE RADIOFREQUENCE
MESURES

Iordănescu, S. et au. : **Mélangeurs double equilibres pour la bande VHF-UHF.**

E.E.A. — **Automatica şi electronica 29**, nr. 1, mart. 1985, p. 32

L'ouvrage décrit un procédé original de réalisation des mélangeurs double equilibrés aux diodes Schottky et présente le résultats des déterminations effectuées sur des lots de mélangeurs qui travaillent dans les bandes de frequence 10 — 250 MHz, respectivement 50 — 500 MHz.

CD 621.37.029.6 : 621.38.001.4

GÉNÉRATEURS DE BRUIT AUX DIODES SÉMICONDUCTEURS
TRANSFERT DE PUISSANCE

Buiculescu, V. et au. : **Générateurs de bruit dans le domaine des microondes aux dispositifs sémiconducteurs.**

E.E.A. — **Automatica şi electronica 29**, nr. 1, mart 1985, p. 36

Dans l'ouvrage on rapporte quelques résultats concernant la réalisation dans notre pays, en première, d'un circuit générateur de bruit dans le domaine des microondes et du dispositif semiconducteur associé.

CD 681.84 : 534.4

SYNTHÈSE DES SONS
INFORMATION DE LA MUSIQUE
INTERPRÉTATIONS ELECTRONIQUES

Popescu, B. et au. : **Synthèse de la musique à l'aide d'un microcalculateur programmé.**

E.E.A. — **Automatica şi electronica 29**, nr. 1, mart 1985, p. 39

Le thème de l'ouvrage est lié aux interférances entre l'électronique et la musique. Après quelques considérations générales sur la synthèse des sons, on présente les fondements de la synthèse de la musique avec le calculateur. Le mérite des auteurs est celui d'exploiter à maximum les possibilités musicales d'un minicalculateur programmé. Les résultats experimentaux ont été concretisés dans une démonstration à la Conferance annuelle des Semiconducteurs (CAS), consistant dans l'interprétation, à l'aide du minicalculateur, des deux pièces de J. S. Bach.

Revista „ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ŞI AUTOMATICA“ (E.E.A.), organ al Ministerului Industriei Construcţiilor de maşini apare în cadrul Oficiului de informare documentară al Institutului de cercetare ştinţifică şi inginerie tehnologică pentru industria electrotehnică (I.C.P.E.). Articolele propuse spre publicare şi cererile de abonamente se vor trimite la redacţia revistei, Bucureşti, Calea Victoriei, nr. 133, telefon 50.40.90, int. 475 şi 695 plata abonamentelor făcîndu-se prin madat poştal pe adresa : I.C.P.E., Bd. Tudor Vladimirescu, nr. 45—47, Bucureşti, cont virament nr. 3017.7.02.01 BNRSR, filiala sector 5. Costul unui abonament anual pentru unităţi industriale şi instituţii ca şi pentru persoane particulare este de 120 lei ; nu se fac decît abonamente integrale. Costul unui exemplar — 10 lei.

Cititorii din străinătate care doresc să se aboneze la revista E.E.A. — ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA şi AUTOMATICA se pot adresa Întreprinderii „ILEXIM“ — departamentul export-import presă — Bucureşti — Calea Griviţei nr. 64—66. P.O.B. — 2001. — Telex 01.12.26

Tiparul :
Întreprinderea „Informaţia“
Bucureşti, str. Brezoianu nr. 23—25, cd. 1003

ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ŞI AUTOMATICA

ORGAN AL MINISTERULUI INDUSTRIEI CONSTRUCŢIILOR DE MAŞINI

Automatica şi electronica nr. 1

Conferinţa anuală de semiconductoare (CAS)

EDIŢIA a 7-a (1984)

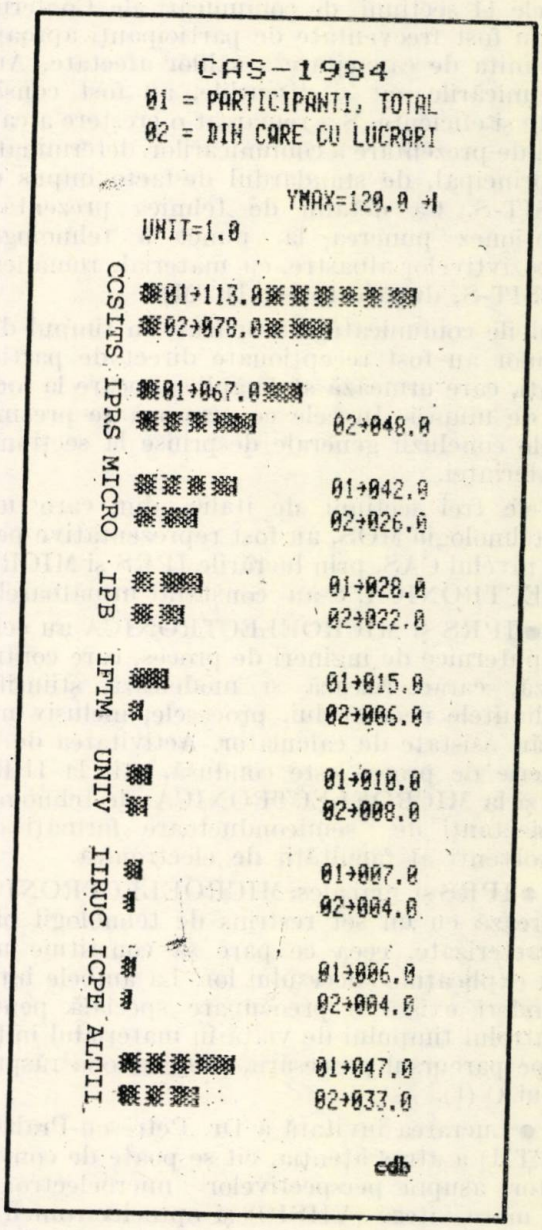
Lucrările celei de a 7-a ediţii a Conferinţei anuale de semiconductoare CAS-1984 s-au desfăşurat la Timişu-de-Sus, între 10 şi 13 octombrie 1984. Conferinţa a fost organizată de Comitetul inginerilor şi tehnicienilor din CCSIT-S şi a fost inclusă în planul acţiunilor ştiinţifice fără participare internaţională aprobat de CNST pentru anul în curs.

Cifra totală de participare a fost de 335, împărţită pe 8 unităţi cu pondere mare de participare (peste 5 delegaţi) conform graficului cu bare de mai jos.

Comparativ cu alţi ani participarea a fost crescută, tinzînd să fie limitată, în viitor, de capacitatea de acomodare a hotelului Gaizer din Timişu-de-Sus care a găzduit Conferinţa. Ca o măsură a interesului faţă de Conferinţă, la această ediţie au participat, pe diferite intervale, şefii tuturor secţiilor de producţie şi 5 din cei 7 directori sau ingineri-şefi din Platforma Băneasa. De asemenea, pentru prima dată în cei 7 ani de fiinţare a acestei Conferinţe, Centrala industrială a fost prezentă, la nivel de director tehnic.

Participarea cu lucrări regulate, de 115, s-a înscris pe curba ascendentă stabilită după anul de minim 1981. Cele 115 lucrări amintite s-au împărţit pe o secţiune generală (lucrări invitate), 11 secţiuni regulate de 8 ... 9 lucrări şi o secţiune POSTER, de 20 lucrări, secţiunile regulate fiind dedicate tematicilor de tehnologie (trei secţiuni, din care una de tehnologie MOS), analiză şi modelare (două secţiuni), circuite integrate, microunde, fiabilitate, testare şi aplicaţii. În plus programul a mai conţinut o secţiune jubiliară, dedicată secţiei 2500 (diode/tranzistoare) a IPRS-Băneasa cu ocazia împlinirii a 10 ani de la înfiinţare.

Lucrările regulate, în formă de rezumate extinse, au fost tipărite prin tehnica foto-offset



Participarea pe unităţi, total, din care cu lucrări

în volumul „LUCRĂRILE CONFERINŢEI ANUALE DE SEMICONDUCTOARE CAS-1984", de 468 pagini, realizat prin comandă la Combinatul poligrafic „CASA SCÎNTEII" într-un tiraj de 400 exemplare. Lucrările invitate pentru Secţiunea generală au fost multiplicate pe plan local în volumul „LUCRĂRILE CONFERINŢEI ANUALE DE SEMICONDUCTOARE CAS-1984, LUCRĂRI INVITATE", de 140 pagini, într-un tiraj de 25 exemplare.

Conferinţa s-a bucurat de succes ştiinţific şi organizatoric deosebit, după cum a rezultat din numeroasele aprecieri transmise organizatorilor de participanţi şi invitaţi.

Secţiunile de comunicări

Cele 11 secţiuni de comunicări ale Conferinţei au fost frecventate de participanţi aproape de limita de capacitate a sălilor afectate. Atît comunicările, cît şi discuţiile, au fost consistente şi eficiente. S-a remarcat o creştere a calităţii de prezentare a comunicărilor, determinate, în principal, de standardul de-facto impus de CCSIT-S. Ca detaliu de tehnica prezentării menţionez punerea la punct a tehnologiei dispozivtivelor albastre, cu materiale româneşti (CCSIT-S, după o reţetă IFTM).

Ideile comunicate sau apărute în timpul discuţiilor au fost recepţionate direct de participanţi, care urmează să le aplice fiecare la locul lui de muncă. În cele ce urmează se prezintă unele concluzii generale desprinse la secţiunile Conferinţei.

Cele trei secţiuni de italic, din care una de tehnologie MOS, au fost reprezentative pentru nivelul CAS, prin lucrările IPRS şi MICROELECTRONICA. S-au constatat următoarele:

- IPRS şi MICROELECTRONICA au echipe puternice de ingineri de proces, care controlează, caracterizează şi modelează ştiinţific, în limitele necesarului, procesele, inclusiv modelări asistate de calculator. Activitatea de inginerie de proces este condusă, atît la IPRS, cît şi la MICROELECTRONICA, de tehnologi/proiectanţi de semiconductoare formaţi din absolvenţi ai facultăţii de electronică.
- IPRS şi, mai ales, MICROELECTRONICA lucrează cu un set restrîns de tehnologii bine caracterizate, ceea ce pare să constituie una din explicaţiile succesului lor. La ambele întreprinderi există o preocupare specială pentru controlul timpului de viaţă în materialul iniţial şi pe parcursul procesării, prin metoda răspunsului C (t).
- Lucrarea invitată a Dr. Petrescu-Prahova (IPTM) a atras atenţia, cît se poate de convingător, asupra perspectivelor microelectronicii de mare viteză (VHSIC) şi optoelectronicii pe materiale compuse (GaAs—AlAs ş.a.) — domeniu practic inabordabil dacă nu se fac investiţiile necesare.

Cele două secţiuni de modelare au fost reprezentative pentru CAS, ca nivel ştiinţific, prin lucrările prezentate de CCSIT-S, IPRS şi MICROELECTRONICA. Comunicările CCSIT-S referitoare la explicarea originilor zgomotului 1/f reprezintă contribuţii ştiinţifice importante şi au impus un standard superior pentru nivelul de acceptare CAS. Prin cercetările care au condus la aceste comunicări s-a determinat o stăpînire bună a problemelor de zgomot, inclusiv a aspectelor tehnologice ale acestora.

O parte din circuitele integrate noi s-au prezentat în secţiunea de *circuite integrate*, altă parte în secţiunea POSTER. Ideile mai importante sînt următoarele:

- Tehnica MONOCIP/CCSIT-S este consolidată definitiv în momentul de faţă. Este de aşteptat ca apariţia cărţii „Tehnica MONOCIP", lansată la CAS-1984, să determine o creştere a comenzilor de circuite realizate în această tehnică, ceea ce implică crearea unei bănci de plachete în cadrul CCSIT-S.
- IPRS a asimilat tehnologia BIFET pentru circuite integrate liniare.
- IPRS (secţia 2400) are colaborări interesante şi eficiente cu IPB, unul din rezultate fiind elaborarea tehnologiei Low-Power Schottky. Multe din circuitele integrate prezentate la CAS-1984 sînt rezultatul continuării unor lucrări ştiinţifice sau proiecte de diplomă ale studenţilor.
- MICROELECTRONICA deţine în prezent trei tehnologii bine caracterizate de circuite integrate. Din acestea, tehnologia C-MOS ar putea fi luată în considerare pentru o colaborare cu CCSIT-S care să conducă la realizarea unei arii de porţi logice C-MOS.

În cadrul secţiunii de *microunde* s-au prezentat lucrări competitive ale CCSIT-S, dar încă sub posibilităţile echipei de bună formă ştiinţifică a Laboratorului de microunde. S-a constatat, de asemenea că ICSIT-E, deşi are activităţi interesante în domeniul microundelor, nu participă la CAS.

Secţiunea de *fiabilitate* a fost dominată de cercetătorii Laboratorului de fiabilitate al CCSIT-S, cu lucrări consistente şi competitiv prezentate. S-a constatat, de asemenea, că MICROELECTRONICA foloseşte tehnici avansate de microscopie cu baleaj electronic, inclusiv testare cu fascicol electronic. O parte din materialul prezentat la această secţiune va putea fi folosit în discuţiile cu ICPMS privind calitatea siliciului şi implicaţiile acesteia asupra calităţii componentelor semiconductoare.

În cadrul secţiunii de *testare* s-au prezentat lucrări competitive de la toate unităţile Platformei.

Din nefericire, în fiecare din unităţile menţionate (şi uneori chiar în interiorul aceleiaşi uni-

tăţi) se lucrează pe alte standarde hardware/software, ceea ce face imposibil transferul sau schimbul de programe de testare. Este de sperat ca, odată cu livrarea microprocesorului Z-80 de către MICROELECTRONICA, să se impună un microcalculator standard pentru sistemele de testare ale Platformei.

Cu ocazia împlinirii a 10 ani de la înfiinţarea Secţiei 2500 — diode şi tranzistoare a IPRS-Băneasa s-a organizat o *secţiune specială, jubiliară.*

● Lucrarea invitată a şefului secţiei T. Circu ar trebui să fie considerată ca model de raport de activitate pe o perioadă mai mare, atît ca formă, cît şi în conţinut. În principiu, astfel de lucrări ar putea fi solicitate, din cînd în cînd, oricărui şef de secţie sau laborator care este în funcţie de mai mult de 5 ani.

● În raportul său, şeful Secţiei 2500/IPRS s-a referit pe larg, la sprijinul primit prin sistemele de testare construite de echipa CCSIT-S, ceea ce este un caz rar în domeniul utilajelor construite în ţară (în cazul IPRS).

● În forma în care s-a prezentat la CAS-1984 Secţia 2500/IPRS dispune de cea mai puternică echipă de cercetare/dezvoltare din platformă în domeniul dispozitivelor discrete.

● S-a remarcat orientarea predominantă a acestui colectiv spre probleme de „MACRO-ELECTRONICA" — tranzistoare de putere cu baza epitaxială (1000 V), tranzistoare Darligton de putere/comutaţie etc.

● IPRS-Băneasa a făcut, cu rezultate foarte bune, experienţa formării de ingineri de proces (tehnologi) din chimişti. Specia dominantă în domeniul tehnologiei sînt însă inginerii de electronică.

● Colaborarea eficientă a CCSIT-S/SO cu Secţia 2500 în domeniul stabilizatoarelor de tensiune cu 3 terminale ar putea fi extinsă şi în alte domenii, avînd în vedere avantajul valorificării rapide, pe o tehnologie bine caracterizată şi controlată, a proiectelor CCSIT-S.

Secţiunea de *aplicaţii* a avut, prin definiţia ei prea generală, o orientare eterogenă. Pe viitor va trebui să se îngusteze din start (prin lansarea CAS-1985), tematica acestei secţiuni.

Un număr de 20 lucrări au fost afişate, autorii lor fiind prezenţi la un timp anumit, anunţat pentru discuţii (POSTER). Acest mod de organizare s-a dovedit a fi deosebit de eficient şi va trebui să fie păstrat şi în viitor. În cadrul secţiunii menţionate s-a prezentat seria C-MOS 4000 B, care a fost caracterizată ca realizarea tehnologică reprezentativă a anului.

Mesele rotunde

Programul Conferinţei a inclus două mese rotunde dedicate orientărilor tehnologice pentru perioada următoare şi, respectiv, învăţămîntului superior. Pentru fiecare din mesele rotunde menţionate s-a formulat cîte un titlu şi un text de provocare care au fost publicate în Programul CAS-1984. Un rezumat al discuţiilor purtate se poate consulta la sediul CCSIT-S (Secretariatul CAS).

Concluzia generală, rezultată din discuţiile privind răspunsul la întrebarea din titlul celei de a doua mese rotunde („Este învăţămîntul universitar actual adecvat nevoilor industriei electronice, în contextul actual al erei microprocesoarelor?") a fost că învăţămîntul superior actual nu (nu) este suficient de adecvat nevoilor industriei electronice. În timp ce unele mici îmbunătăţiri se mai pot face la nivelul cadrelor didactice, al conducerilor facultăţilor sau întreprinderilor/institutelor implicate, este nevoie de reforme de conţinut şi organizare care depăşesc nivelele menţionate.

Participarea la ambele mese rotunde a fost amplă, la limita de acomodare a sălii afectate, la discuţii participînd, în măsuri egale, atît reprezentanţi ai industriei (cercetare şi producţie), cît şi ai învăţămîntului superior.

Aspecte organizatorice

Conferinţa a fost organizată pe principiul unui comitet de organizare lucrativ, cu atribuţii definite pe persoane şi fără „comitet onorific" sau alte forme similare. Acest mod de organizare s-a dovedit a fi eficient şi a fost apreciat ca atare de participanţi şi invitaţi.

S-a remarcat în mod special activitatea managerilor Conferinţei, ing. M. Bîzu, ing. D. Vancu şi ing. S. Iordănescu, cercetători ştiinţifici principali şi a organizatorului secţiunii POSTER, ing. E. Vasile, cercetător ştiinţific. De asemenea, „mecanicul-şef" al Conferinţei, ing. C. Tuduciuc şi secretarele M. Ioniţă şi L. Popescu, au activat eficient pe toată durata acesteia.

Pentru rezolvarea problemelor dificile şi numeroase privind cazarea şi masa participanţilor, la Timişu-de-Sus şi la Predeal, se menţionează chim. G. Mihai. În mod special, rezolvarea problemelor de masă în sistemul cu taloane de plată şi alegere a fost superioară celei din 1983.

Afişul CAS-1984, realizat de graficianul N. Corneliu a fost apreciat ca deosebit şi competitiv de toţi participanţii la Conferinţă şi este menţionat, ca atare în acest raport, cu propunerea de a se tipări (cu modificările de dată necesare) pentru CAS-1985.

„Gazeta CAS", realizată de ing. S. Puchianu (IPRS), ing. R. Rîpeanu (IPRS) şi ing. F. Roiu (CCSIT-S) s-a bucurat de aprecierea unanimă a participanţilor.

Cineclubul CCSIT-S, prezent la Timişu-de-Sus prin ing. V. Ilian şi N. Constantinescu a activat neobosit pentru reţinerea pe peliculă a unui scurt-metraj documentar, pentru arhiva CCSIT-S.

Concluzii şi remarci finale

CAS-1984 a fost o reuşită din punct de vedere tehnico-ştiinţific şi organizatoric. Importanţa şi rolul acestei Conferinţe a fost definită cel mai bine de directorul IPRS-Băneasa, ing. A. Vătăşescu ca „Cel mai bun liant al Platformei".

Comunicările şi discuţiile formale sau informale care au avut loc la CAS-1984 au generat idei utile care urmează să fie transpuse în practică de cercetători, fiecare la locul său de muncă. Stimularea schimbului de informaţii şi idei la nivelul cercetătorilor constituie scopul principal al CAS, ca şi al oricărei manifestări ştiinţifice de acest gen.

Ca şi în anii precedenţi, la această ediţie a Conferinţei au fost premiate 14 din lucrările prezentate la CAS-1983, pe baza criteriilor originalităţii, interesului tehnic şi calităţii de prezentare (v. lista de la p. 5). Felicitîndu-i pe cercetătorii premiaţi, Comitetul de organizare le urează succese similare, în continuare.

Numărul de faţă al revistei publică 10 din lucrările prezentate la Conferinţă, selecţionate pe baza criteriului combinat al consistenţei lucrărilor şi al formei de prezentare a manuscriselor la data asamblării materialului (decembrie 1984). De asemenea, 5 lucrări prezentate la CAS-1984 au fost publicate în numărul precedent (4 Decembrie 1984).

Folosind prilejul acestui editorial de început de an adresez cititorilor, din timp, „Chemarea pentru lucrări" la CAS-1985, care va avea loc la Timişul de Sus, între 9 şi 12 octombrie 1985. Pliantul corespunzător, tipărit, va fi difuzat în cursul lunii ianuarie.

Dr. ing. C. Bulucea

Preşedintele Comitetului de organizare al CAS-1984

Lista lucrărilor prezentate la Conferinţa anuală de semiconductoare (CAS) 1983 care au fost premiate pentru originalitate, interes tehnic şi calitatea prezentării la Conferinţa anuală de semiconductoare (CAS) 1984 în ordinea secţiunilor din program

1. **Stocarea optică reversibilă a informaţiei în semiconductoare calcogenide amorfe**, *R. Grigorovici, A. Vancu, L. Ghiţă*, IFTM
2. **Zgomot de generare-recombinare şi 1/f indus de dislocaţii în tranzistoare bipolare cu siliciu**, *M. Mihăilă*, CCSIT-S, *A. van der Ziel, K. Amberiadis*, Univ. Minesota
3. **Tratarea matricială a zgomotului în dispozitivele cu avalanşă**, *S. Voinigescu, D. Dascălu*, IPB
4. **Tehnologii pentru circuite integrate MOS cu canal P şi poartă de aluminiu**, *R. Bârsan, E. Munţiu, R. Leancu, S. Jelea, R. Marinescu, F. Ungureanu*, Microelectronica
5. **Proiectarea şi realizarea tranzistoarelor VMOS de putere**, *S. Georgescu, D. Sărulla, I. Ghiţă, T. Dunca*, IPRS
6. **Metodă de profilare spaţială a centrilor adînci în joncţiuni asimetrice**, *M. Bădilă, D. Lungu, F. Găiseanu*, CCSIT-S
7. **Încercări step-stress la componente semiconductoare**, *M. Bâzu, L. Gălăţeanu, E. Iancu*, CCSIT-S
8. **Dioda multiplicatoare de putere pentru gama 2—8 GHz**, *A. Müller, F. Crăciunoiu, S. Iordănescu, M. Rădulescu*, CCSIT-S, *M. Profirescu*, IPB
9. **Fotodetector liniar cu amplificare internă în tehnologia de circuit integrat**, *M. Purica, E. Budianu, M. Aric*, CCSIT-S
10. **Tester programabil pentru caracterizarea receptoarelor şi transmiţătoarelor de linie, comandat cu microprocesorul M 6800-ETAS 12**, *O. Popescu, V. Popescu, V. Popescu, O. Bădoiu*, CCSIT-S
11. **Sistem de achiziţie şi prelucrare date cromatografice bazat pe microprocesor**, *M. Kaucsar, D. Vonica*, ITIM Cluj-Napoca
12. **Compensarea variaţiilor parametrilor APD cu temperatura într-un receptor laser**, *N. Grosu, E. Popescu, G. Stoenescu*, IFTAR, *E. Vasile*, CCSIT-S, *S. Bulan*, CCSITTc
13. **Amplificator operaţional de mare precizie integrabil monolitic pe un cip de dimensiuni reduse**, *G. Balaban*, IPRS
14. **Metalizarea la circuite integrate Schottky**, *G. Brezeanu*, IPB, *P. Al. Dan, S. Filimon, D. Seremetea*, IPRS

CZ 621.396:6.534.2

ANTENE MONOLITICE
MICROSTRIP

Antene monolitice pentru microunde *

EDMOND NICOLAU,** MIRCEA DRAGOMAN*** — BUCUREŞTI

Introducere

Antenele utilizate începînd cu H. Hertz, A. Popov şi G. Marconi, au fost antene metalice pasive. În ultimul timp au apărut tipuri noi de antene, active şi dielectrice, eventual integrate, în lanţul de comunicaţie. În ultima vreme se constată un reviriment important în utilizarea antenelor, precum şi un nou punct de vedere asupra antenelor în general şi anume o antenă este considerată ca fiind un sistem radiant *împreună* cu elementul activ care o excită, antena fiind un element al unui circuit integrat încapsulat, ce lucrează în microunde.

Lucrarea tratează principalele sisteme radiante active şi integrate, caracteristicile lor, cîteva aspecte teoretice noi, desprinse din noua problematică din care cîmpul electromagnetic este abordat, începînd cu antenele integrate cu substraturi dielectrice sau semiconductoare şi continuînd cu antene active şi adaptive.

Recentele realizări spectaculoase în integrarea circuitelor pasive şi active de microunde pe o structură ghid metal-dielectric, sau combinaţii hibride şi ghiduri dielectrice, linii microstrip şi stripline au impus necesitatea integrării şi a antenei sau a şirului de antene în structura integrată hibridă. A apărut astfel conceptul de *antenă integrată*, ce caracterizează un sistem radiant de dimensiuni foarte mici, eficienţă mare şi zgomot foarte scăzut. Legat de acest concept, astăzi larg utilizat, se pot desprinde două aspecte importante ale noilor tipuri de antene şi anume:

a) dispunerea la bornele de recepţie a unor dispozitive active în scopul realizării unei benzi mai largi, sau a îmbunătăţirii factorului de zgomot şi deci, a mărimii sensibilităţii, precum şi pentru controlul electronic al caracteristicii de radiaţie, al baleierii acesteia în întreg spaţiu;

b) cuplarea intrării antenei la sisteme de prelucrare specializate, în scopul captării unor semnale dorite conform unor funcţii obiectiv aprioric stabilite, în condiţii de zgomot intens.

Aspectele menţionate se referă la clasa antenelor integrate active (a), respectiv adaptive (b), ambele oferind proprietăţi şi performanţe cu mult superioare antenelor obişnuite, unele dintre acestea putîndu-se numi justificat *antene integrate inteligente*.

Mai mult decît atît, studii recente arată posibilitatea realizării acestor antene pe Si sau GaAs, oferind perspectiva abandonării structurilor hibride astăzi larg utilizate, în favoarea unei integrări totale a antenei în blocul monolitic în care sînt implementate în totalitate blocurile de microunde necesare emisiei sau recepţiei informaţiei, realizînd astfel un receptor sau emiţător de mare performanţă, complet integrat.

În cazul cînd se doreşte o concentrare deosebit de mare a caracteristicii de radiaţie, a emisiei de putere mare sau a recepţiei de putere scăzută, vor exista în continuare arii întinse de antene, dar ale căror dimensiuni sînt scăzute cu peste jumătate prin introducerea antenelor cu substrat dielectric, de dimensiuni apropiate antenelor integrate.

Se constată deci o mare schimbare în modul de evoluţie a sistemelor radiante, prin reducerea drastică a dimensiunilor lor şi a structurii şi mediului de radiaţie, prin introducerea de sisteme de prelucrare specializate în comportarea radiaţiei electromagnetice, prin încorporarea în structura antenei a dispozitivelor active, toate aceste perspective noi conducînd la performanţe sporite, la o calitate superioară a sistemelor de comunicaţii în domeniul microundelor.

1. Antene microstrip

Antenele micostrip, deşi cunoscute de peste treizeci de ani, îşi găsesc utilizarea de abia cu aproape un deceniu în urmă, datorită faptului că pot fi uşor integrate într-o structură monolitică, ele putînd să facă parte efectiv din circuitul integrat de microunde. Antena microstrip sau şirul de antene microstrip poate fi modelat ca o cavitate rezonantă deschisă ce constă în doi pereţi metalici, depuşi pe un substrat dielectric, depunerile fiind în grosime de ordinul $\lambda_d/100$, unul din pereţi reprezentînd radiatorul electromagnetic, iar celălalt planul de masă aşa cum este arătat în figura 1, [1], [2].

Radiatorul electromagnetic poate avea diferite forme: dreptunghiular, circular, eliptic, pentagonal. Din motive ce ţin de realizabilitatea liniilor de alimentare cele mai răspîndite forme de radiatoare sînt cele dreptunghiulare şi cir-

* Lucrarea invitată, prezentată la Conferinţa anuală de semiconductoare „CAS" ediţia a 7-a, Timişu-de-Sus, 10—15 octombrie 1984.

** Institutul politehnic-Bucureşti.

*** Centrul de cercetare ştiinţifică şi inginerie tehnologică pentru semiconductoare Bucureşti.

culare. Şirul de antene se realizează prin dispunerea unor astfel de radiatori în linie, sau bidimensional în forme dreptunghiulare, circulare sau concentrice, distanţa între radiatori fiind în general mai mare de 0,8 λ_d, distanţă

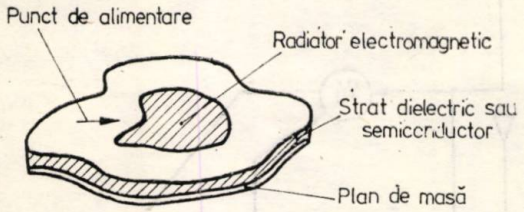


Fig. 1 — Antenă integrată microstrip.

la care impedanţa mutuală între doi radiatori consecutivi este nulă şi şirul poate fi privit ca fiind format din elemente necuplate, a cărui caracteristică de radiaţie este:

$$f(\theta) = \sum_{n=1}^{N} I_n \exp(j k_d d_n \cos \theta) \qquad (1)$$

unde I_n reprezintă setul de curenţi de alimentare, d_n distanţele la care se află radiatorii dispuşi unul faţă de celălalt, $\theta \in [0, 2\pi]$. În afară de tipul de antenă integrată microstrip analizat pînă aici, mai sînt cunoscute altele două, anume antena lată microstrip şi antena fantă microstrip.

Antena lată microstrip multiplu alimentată de o reţea de distribuţie poate fi echivalată cu un şir de antene [3], geometria ei fiind arătată în figura 2.

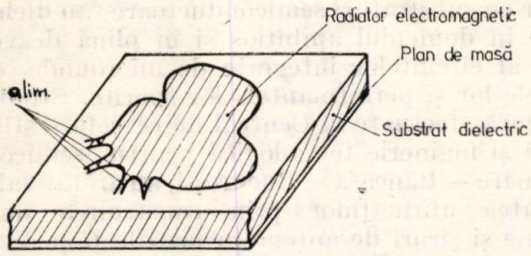


Fig. 2 — Antenă lată microstrip multiplu alimentată.

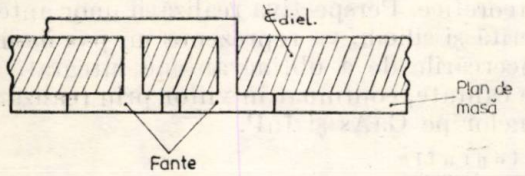


Fig. 3 — Antena microstrip fantă.

Antena lată microstrip integrată multiplu alimentată are caracteristică de radiaţie identică cu cea din formula (1) unde $N = N_F$ — numărul punctelor de alimentare, $I_1 = I_2 = \ldots \ldots I_{NF}$, distanţele d_n fiind $d_1 = d_2 = \ldots d_n$, distanţele unor radiatori elementari în care este împărţită imaginar structura lată.

În cazul antenei fantă, fanta este făcută în planul de masă, scurtcircuitat prin planul dielectric de linia de alimentare microstrip, configuraţie prezentată în figura 3.

În continuare atenţia va fi îndreptată asupra primelor două tipuri de antene, antenele fantă fiind mai puţin indicate din punctul de vedere al integrării monolitice. În general, frecvenţele de rezonanţă, cîştigul, rezistenţa de radiaţie a antenei microstrip integrate sînt cunoscute [4] şi practic deduse din ecuaţia Helmholtz ce guvernează astfel de sisteme radiante:

$$(\nabla_T^2 + K_m^2)\,\Phi_m = 0 \qquad (2)$$

$$\frac{\partial \Phi}{\partial n} = 0 \text{ pe pereţi}$$

unde se admite propagarea unidimensională, *i.e* $E_m = \Phi_m \hat{z}$, $H_m = \hat{z} \cdot \nabla_T \Phi_m / j\omega\mu$ şi unde $m =$ = modul de rezonanţă.

Realizări recente ale acestor sisteme de radiante în banda X, în ţară şi străinătate, cu indici de calitate mari (cîştig 30 dB, eficienţă 90%, nuluri 10°), precum şi cost scăzut, indică largile posibilităţi de utilizare a antenelor microstrip integrate în spectrul de comunicaţie al microundelor, precum şi eficienţa lor economică mult sporită. Studiile făcute pe siliciu şi ferite indică posibilitatea utilizării acestor antene într-o frecvenţă de lucru de pînă la 5 GHz, frecvenţă ce poate fi crescută utilizînd tehnologii moderne de microunde, sau utilizînd ca substrat galiu-arsen sau indiu-fosfor.

2. Antene active şi adaptive

Antena activă este o antenă ce cuprinde în afară de structura pasivă elemente active de circuit, antenele devenind neliniare şi nereciproce [5], [6].

Cîteva scheme bloc ale antenei active realizate cu elemente active ce pot fi de tip dipol, tripol sau cuadripol sînt prezentate în figura 4.

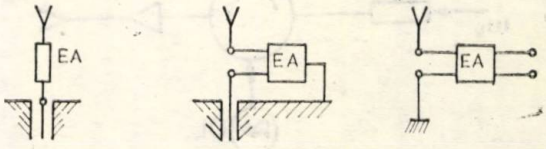


Fig. 4 — Tipuri de antene active.

În figura 5a este arătată o antenă microstrip încărcată cu un tranzistor, iar în figura 5b este reprezentat circuitul echivalent la rezonanţă. Se realizează astfel o lărgire a benzii antenei, care este extrem de îngustă (2% din f_r) în cazul antenei pasive. Tot în cadrul antenelor active pot fi incluse sistemele de antene cu oscilatoare sincronizate, cu mari aplicaţii în domeniul microundelor. Sistemele clasice

de antene sînt formate dintr-un oscilator, care determină frecvenţa de lucru şi energia radiantă de şir. Pentru a asigura o caracteristică de radiaţie dorită, între oscilator şi fiecare antenă a sistemului, se introduce un defazor şi circuite de adaptare, care asigură la fiecare antenă în

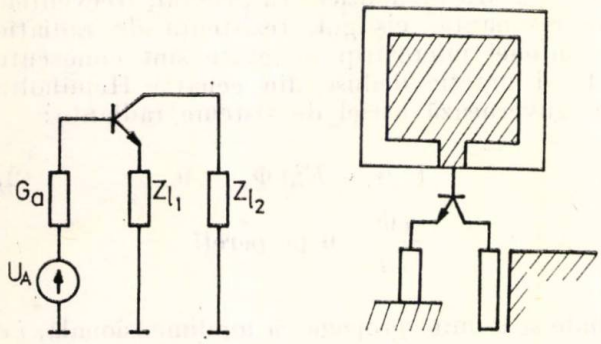


Fig. 5 — Antena microstrip activă.

parte, curentul dorit. Există posibilitatea de a alimenta fiecare antenă cu un oscilator propriu, care este sincronizat ca frecvenţă de la un oscilator pilot, la faza fiind controlată cu un PLL. Sistemul este utilizat în microunde, unde puterea radiată trebuie să fie cît mai mare, în timp ce elementele de circuit pot debita numai puteri mici, aşa cum este arătat în figura 6.

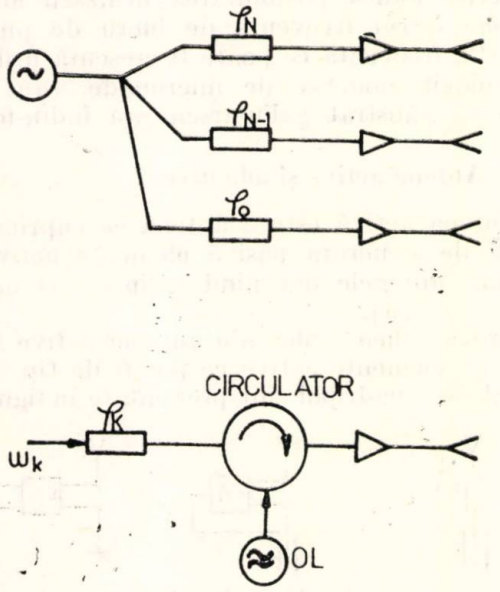


Fig. 6 — Sistem activ de antene cu oscilatoare sincronizate

Antene adaptive sînt sisteme de radiaţie cuplate la sisteme de prelucrare specializate, care modifică performanţele sistemului într-un sens dorit, spre exemplu S/N = optim, anularea unor lobi laterali, rejecţia unor semnale perturbatoare.

Un exemplu este obţinerea unui S/N = max, procesul fiind reprezentat de o matrice A, semnale din antena de matrice s, iar o matrice w reprezintă coeficienţi de ponderare, aşa cum este arătat în figura 7. Se pune problema de-

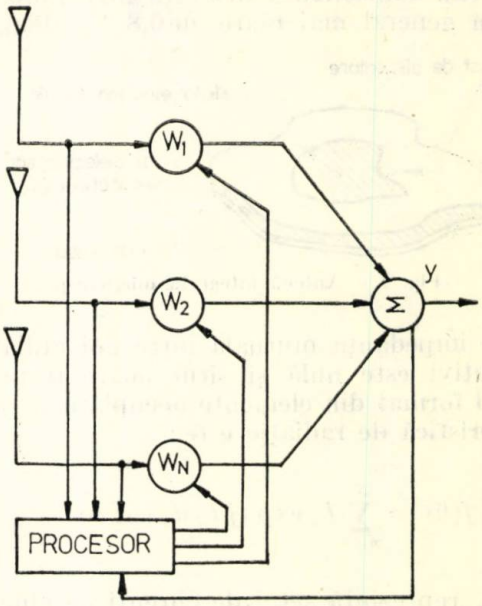


Fig. 7 — Sistem de antene adaptive.

terminării lui w şi a raportului S/N în cadrul problemei. Obţinem [6]:

$$W_{opt} = aS^*, \ a\text{-arbitrar} \qquad (3)$$

$$S/N = S^T \ M^{-1} \ S^*.$$

4. Concluzii

S-au arătat pe scurt largile aplicaţii ale antenelor cu substraturi semiconductoare sau dielectrice în domeniul ambiţios şi în plină dezvoltare al circuitelor integrate de microunde, cerinţele lor şi performanţele lor sporite. Studiile din ţară efectuate la Centrul de cercetare ştiinţifică şi inginerie tehnologică pentru semiconductoare — Băneasa — Bucureşti, au arătat valabilitatea afirmaţiilor prin construirea unor antene şi şiruri de antene în benzile C şi X pe substraturi dielectrice cu $\varepsilon r = 9{,}6$ obţinînd rezultate experimentale în concordanţă cu cele teoretice. Perspectiva realizării unor antene pe ferită şi siliciu, va reprezenta un pas înainte în încercările de a obţine antene integrate de mare calitate, continuat în viitor prin realizarea antenelor pe GaAs şi InP.

Bibliografie

[1] *N. C. Deo, R. Mitra* — Millimeter-Wave ICs spring from the lab — Microwaves, october 1979.
[2] *I. J. Bahl* — Build microstrip antennas with peper-— thin dimensions — Microwaves, october, 1979.
[3] *G. Sajin, N. Constantinescu, V. Corici, M. Dragoman* — Raport de cercetare 665/83—85, iunie 1984, CCSIT-S.
[4] *Y. T. Lo, D. Solomon, S. Richards* — Theory and experiment on microstrip antennas, IEEE A.P., march 1979.
[5] *E. Nicolau* — Antene şi propagare, E.D.P. 1982.
[6] *E. Nicolau, D. Zaharia, R. Ionescu* — Antene active şi adaptive, E.A. 1983.

CZ: 537.5:538.5:621.396.6

IMPLANTARE DE IONI
MODELARE DE PROCES

Model bidimensional al profilului de impurităţi obţinut prin implantarea de ioni în siliciu monocristalin

RADU MARINESCU, LIVIU CONDRIUC* — BUCUREŞTI

1. Introducere

Modelarea proceselor de implantare de ioni utilizate în tehnologiile VLSI necesită includerea în ecuaţiile de profil a parametrilor care caracterizează efectul de împrăştiere laterală a ionilor la impactul cu reţeaua monocristalină a substratului de siliciu. Lucrarea prezintă un model bidimensional care realizează acest deziderat, includzînd între parametrii de intrare profilul ferestrei în stratul de bioxid de siliciu utilizat pentru mascarea procesului de implantare (fig. 1).

2. Structura programului

În figura 2 este prezentată structura generală a programului care cuprinde următoarele modele parţiale:

a) Profilul ferestrei de oxid

Avînd în vedere modul de punere a problemei prezentat în figura 1, au fost determinate funcţiile $d_{ox}(y)$ care descriu diverse forme ale profilului ferestrei în bioxidul de siliciu ş anume:

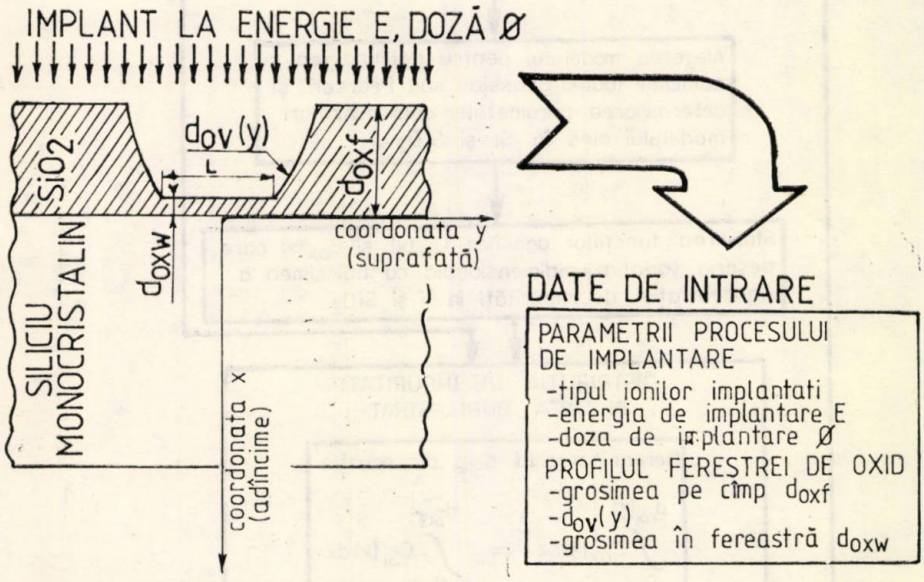


Fig. 1. Structura Si—SiO_2 implantată supusă modelării şi lista principalelor date de intrare rezultate pentru programul de modelare.

Programul realizat pe baza acestui model răspunde necesităţilor de calcul teoretic al profilelor de impurităţi obţinute prin implantare de ioni în ferestre de lăţime submicronică şi lungime infinită în raport cu lăţimea. În forma realizată programul calculează profile obţinute prin implantare de bor ($^{11}B^+$), fosfor ($^{31}P^+$), arsen ($^{75}As^+$) şi stibiu ($^{121}Sb^+$) la energii între 10 şi 200 keV, avînd ca strat de mascare bioxidul de siliciu.

— fereastra cu fronturi treaptă ideale

$$d_{ox}(y) = \frac{d_{oxw}}{2}\left[1 + SGN\left(\frac{L}{2} - |y|\right)\right] + \frac{d_{oxf}}{2}\left[1 + SGN\left(|y| - \frac{L}{2}\right)\right];$$

— fereastra cu fronturi înclinate la 45°

$$d_{ox}(y) = \frac{d_{oxw}}{2}\left[1 + SGN\left(\frac{L}{2} - |y|\right)\right] +$$

* Intreprinderea Microelectronica-Bucureşti.

$$+\frac{d_{oxf}}{2}\left[1+SGN\left(|y|-\frac{L}{2}-d_{oxf}+d_{oxw}\right)\right]+$$

$$+\frac{|y|+d_{oxw}-\frac{L}{2}}{4}\left[1+SGN\left(|y|-\frac{L}{2}\right)\right]\cdot$$

$$\left[1+SGN\left(\frac{L}{2}+d_{oxf}-d_{oxw}-|y|\right)\right];$$

— fereastra rezultată prin corodare izotropă :

$$d_{ox}(y)=\frac{d_{oxw}}{2}\left[1+SGN\left(\frac{L}{2}-|y|\right)\right]+$$

$$+\frac{d_{oxf}}{2}\left[1+SGN\left(|y|-\frac{L}{2}-d_{oxf}+d_{oxw}\right]+\right.$$

$$+\frac{d_{oxf}-\sqrt{(d_{oxf}-d_{oxw})^2-\left(|y|-\frac{L}{2}\right)^2}}{4}\cdot$$

$$\cdot\left[1+SGN\left(|y|-\frac{L}{2}\right)\right]\left[1+\right.$$

$$\left.+SGN\cdot\left(\frac{L}{2}+d_{oxf}-d_{oxw}-|y|\right)\right];$$

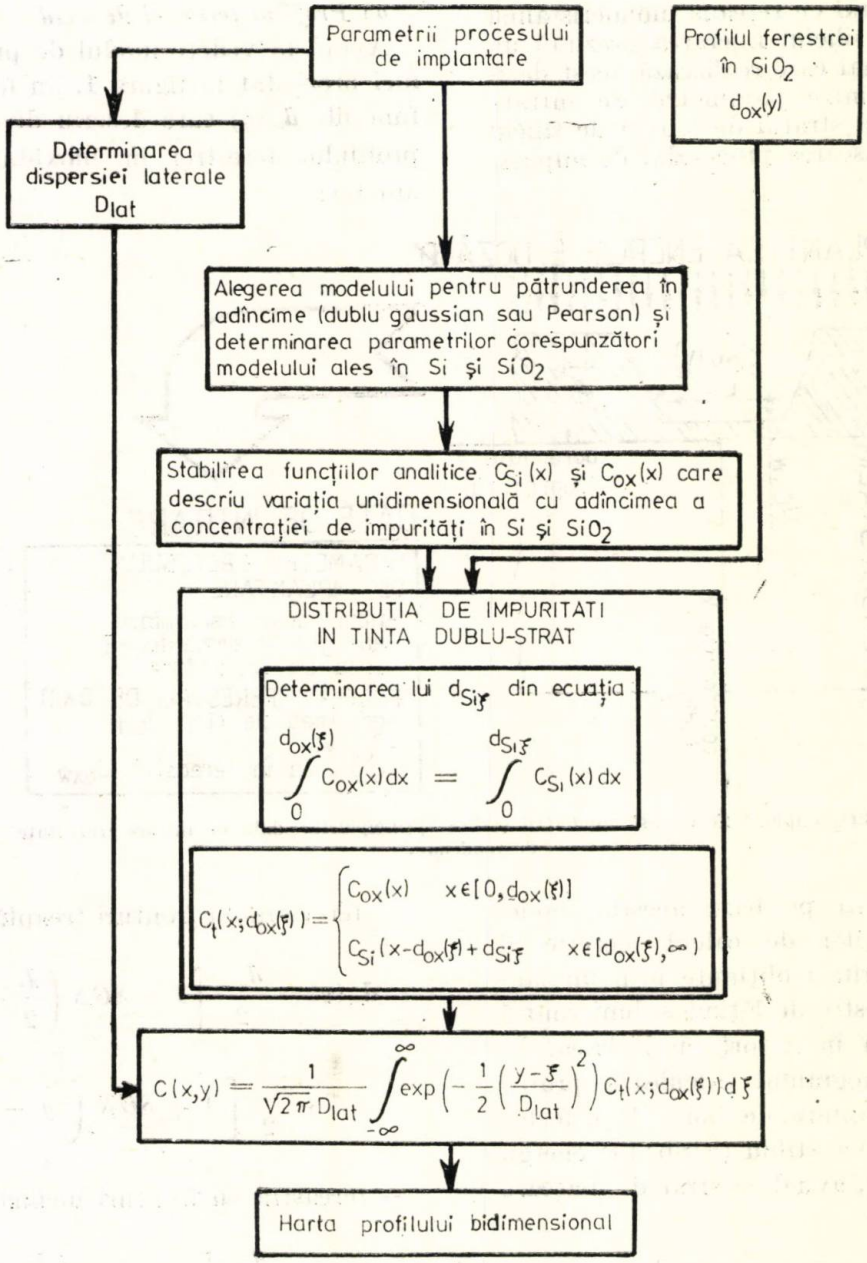


Fig. 2. Structura generală a programului de modelare a profilului de impurităţi obţinut prin implantare de ioni în siliciu monocristalin utilizînd pentru mascare bioxidul de siliciu.

b. Modelul dublu gaussian sau Pearson în ţinta dublu-strat pentru pătrunderea în adîncime a ionilor implantaţi (coordonata X)

Modelul dublu gaussian [1] descrie dependenţa concentraţiei de impurităţi cu adîncimea în ţinta implantată ca avînd forma:

$$C(x) = \begin{cases} \dfrac{2\Phi}{(\Delta R_{p1}+\Delta R_{p2})\sqrt{2\pi}} \exp\left[-\dfrac{(x-R_M)^2}{2\Delta R_{p1}^2}\right] & x \geqslant R_M \\ \dfrac{2\Phi}{(\Delta R_{p1}+\Delta R_{p2})\sqrt{2\pi}} \exp\left[-\dfrac{(x-R_M)^2}{2R_{p2}^2}\right] & 0 \leqslant x < R_M \end{cases} \quad (1)$$

unde notaţiile au următoarele semnificaţii:

Φ — doza implantată;

R_M — adîncimea în ţintă la care se găseşte maximul distribuţiei dublu gaussiene;

ΔR_{p1}, ΔR_{p2}—dispersiile distribuţiei dublu gaussiene în cele două zone specificate;

x — adîncimea în ţintă.

În cadrul programului, parametrii R_M, ΔR_{p1}, ΔR_{p2} ai modelului dublu gaussian sînt calculaţi pe baza tabelelor Gibbons [2], care furnizează valorile pentru R_p (adîncimea standard corespunzătoare maximului distribuţiei simplu gaussiene de tip LSS [3]), ΔR_p (dispersia standard corespunzătoare aceluiaşi tip de distribuţie) şi γ (factor adimensional care caracterizează asimetria gaussienei cu două dispersii). Legătura între cele două seturi de parametri este stabilită de următorul sistem de relaţii:

$$\begin{cases} R_p = R_M + 0{,}8\,(\Delta R_{p2} - \Delta R_{p1}) \\ R_p^2 = -0{,}64\,(\Delta R_{p2} - \Delta R_{p1})^2 + \Delta R_{p1}^2 - \\ \qquad -\Delta R_{p1}\Delta R_{p2} + \Delta R_{p2}^2 \\ \gamma = \Delta R_p^{-3}\,(\Delta R_{p2} - \Delta R_{p1})\,(0{,}218\,\Delta R_{p1}^2 + \\ \qquad +0{,}362\,\Delta R_{p1}\Delta R_{p2} + 0{,}218\,\Delta R_{p2}^2). \end{cases} \quad (2)$$

Pentru exemplificare, tabelul 1, prezintă rezultatele obţinute prin rezolvarea sistemului (2) pentru diferite valori ale factorului γ:

În cazul unui efect de canalizare pronunţat, prezent la implantările cu ioni de masă redusă la energii mari, devine necesară utilizarea modelului Pearson [4], care descrie dependenţa concentraţiei de impurităţi cu adîncimea în ţinta implantată ca avînd forma:

$$C(x) = K[b_2(x - R_p)^2 + b_1(x - R_p) + b_0]^{1/2b_2} \cdot \exp\left[-\frac{b_1/b_2 + 2a}{\sqrt{4b_2b_0 - b_1^2}} \operatorname{arctg} \frac{2b_2(x - R_p) + b_1}{\sqrt{4b_2b_0 - b_1^2}}\right] \quad (2)$$

unde notaţiile au următoarele semnificaţii:

a, b_0, b_1, b_2 — parametrii distribuţiei Pearson;

R_p — adîncimea standard corespunzătoare maximului distribuţiei simplu gaussiene de tip LSS;

K — constantă de normare ce rezultă din condiţia

$$\int_0^\infty C(x)\,dx = \Phi;$$

Φ — doza implantată;

x — adîncimea în ţintă.

Setul de relaţii ce stabileşte legătura între parametrii R_p, ΔR_p şi γ cuprinşi în tabelele Gibbons şi parametrii distribuţiei Pearson este următorul [5], [6]:

$$a = -\frac{\Delta R_p\gamma(\beta + 3)}{A} \qquad b_1 = a$$

$$b_0 = -\frac{\Delta R_p^2(4\beta - 3\gamma^2)}{A} \qquad b_2 = -\frac{2\beta - 3\gamma^2 - 6}{A}. \quad (4)$$

$$A = 10\beta - 12\gamma^2 - 18; \qquad \beta = 2{,}8 + 2{,}4\gamma^2.$$

Programul utilizează modelul Pearson numai pentru implantările de bor ($^{11}B^+$) la energii superioare valorii de 90 keV.

Algoritmul de determinare a distribuţiei de impurităţi în ţinta dublu-strat [5] asigură o precizie superioară a calculului teoretic, fiind

Tabelul 1

γ	0	0,1	0,2	0,3	0,4	0,5	0,6	0,7	0,8	0,9	1,0
$\dfrac{\Delta R_{p1}}{\Delta R_p}$	1	0,936	0,871	0,802	0,729	0,653	0,570	0,478	0,374	0,248	0,081
$\dfrac{\Delta R_{p2}}{\Delta R_p}$	1	1,062	1,123	1,182	1,241	1,301	1,360	1,422	1,486	1,554	1,633

de altfel principalul consumator de timp de rulare din cadrul programului. Relaţiile care stau la baza algoritmului sînt prezentate în figura 2.

c) *Modelul simplu gaussian [7] pentru împrăştierea laterală a ionilor (coordonata Y)*

Distribuţia laterală este de tip normal, centrată pe 0 şi avînd ca unic parametru dispersia laterală D_{lat}:

$$D(y) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\, D_{lat}} \exp\left[-\frac{1}{2}\left(\frac{y}{D_{lat}}\right)^2\right]. \quad (5)$$

Dispersia laterală D_{lat} are în principiu acelaşi ordin de mărime ca dispersia standard în adîncime ΔR_p, fiind introdusă în program pe baza valorilor determinate cu ajutorul algoritmului Biersack [8]. Valoarea concentraţiei de impurităţi în punctul de adîncime x şi coordonata de suprafaţă y este calculată utilizînd o integrală de convoluţie între distribuţia verticală dată de modelul (b) şi cea laterală dată de modelul (c).

3. Rezultate şi concluzii

Programul a fost rulat pe un calculator HP9845A dispunînd de un terminal grafic. În figurile 3—5 sînt prezentate hărţi plane şi panoramice ale profilelor bidimensionale de concentraţie obţinute prin implantare de arsen

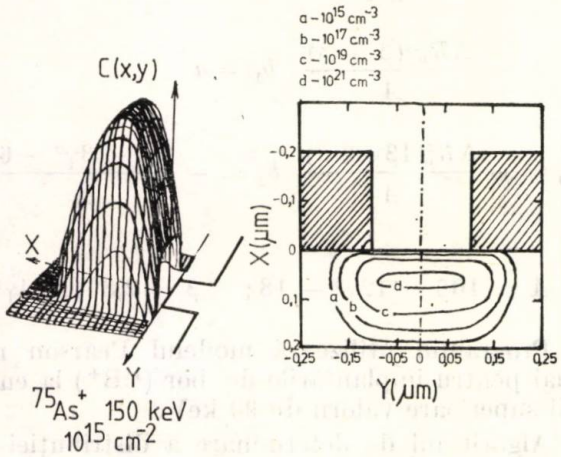


Fig. 3. Profil bidimensional de impurităţi calculat pentru implantarea printr-o fereastră cu fronturi ideale în stratul de bioxid de siliciu.

($^{75}As^+$) la doză mare. A fost utilizată o fereastră în stratul de SiO_2 avînd lăţimea deschiderii la substrat 0,2 μm şi diverse forme pentru fronturile laterale. Rezultatele scot în evidenţă accentuarea efectului de împrăştiere laterală de la 0,2 μm la fereastră cu fronturi ideale la 0,4 μm la fereastra cu fronturi înclinate la 45°. În cazul ferestrei rezultate prin corodare izotropă efectul de împrăştiere laterală atinge 0,6 μm, mărimea sa depinzînd crescător de grosimea oxidului în exteriorul ferestrei (aşa-numitul oxid de cîmp).

În scopul verificării valabilităţii modelului, rezultatele prezentate pot fi comparate cu altele similare obţinute în [5]. Ele argumentează importanţa efectului de împrăştiere laterală a

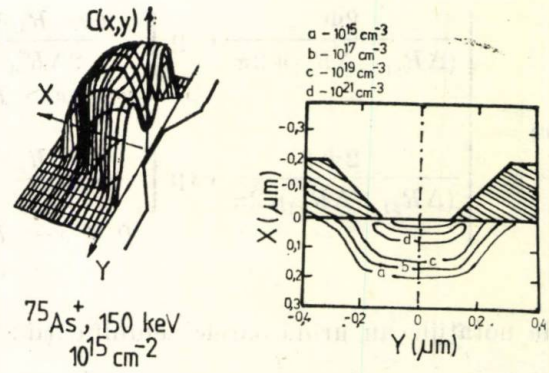


Fig. 4. Profil bidimensional de impurităţi calculat pentru implantarea printr-o fereastră cu fronturi înclinate la 45° în stratul de bioxid de siliciu.

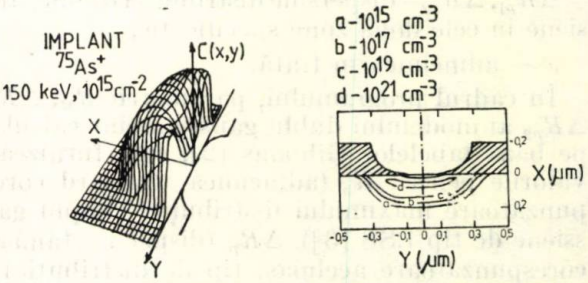


Fig. 5. Profil bidimensional de impurităţi calculat pentru implantarea printr-o fereastră cu fronturi rezultate prin corodare izotropă în stratul de bioxid de siliciu.

ionilor implantaţi printr-o fereastră de oxid de dimensiuni submicronice şi utilitatea programului în modelarea proceselor de implantare de ioni incluse în tehnologiile VLSI.

Bibliografie

[1] *Gibbons, J. F* şi *Mylroie, S.* Applied Physics Letters, **22**, 568 (1973).

[2] *Gibbons, J. F., Johnson, W. S., Mylroie, S.W.* Projected Range Statistics in Semiconductors (Eds.: Dowden, Hutchinson and Ross), Academic Press, Stroudsburg (1975).

[3] *Lindhard, I., Scharff, M., Schiott, H. F.* Kgl. Danske Videnskab. Selskab., Mat. Phys. Medd., **33**, No. 14 (1968).

[4] *Hofker, W. K.* Philips Res. Repts., Suppl. No. 8 (1975).

[5] *Ryssel, H.* in Ion Implantation Techniques, Springer Verlag Berlin New York, pp. 177—193, (1983).

[6] *Gibbons, J. F.* In: Handbook on Semiconductors, **Vol. 3** (Ed. T. S. Moss), North Holland Publ. Comp., Amsterdam (1980).

[7] *Matsumura, H. Furukawa, S.* Japan Journal of Applied Physics, **14**, 1983 1976).

[8] *Biersack, J. F.* n: *H. Ryssel* and *I. Ruge.* Ionenimplantation, Taubner, Stuttgart 1978.

CZ 621.372.8

CIRCUITE INTEGRATE CMOS
CARACTERIZARE

Seria CMOS 4000 B: Caracteristici şi performanţe

TEODOR CĂLIN, DAN CATRINA, IULIAN ARDELEAN* — BUCUREŞTI

Introducere

Circuitele integrate logice de uz general din seria CMOS 4000B, introduse în fabricaţie la Întreprinderea Microelectronica realizează, în general, funcţii logice similare cu cele oferite de seria TTL 7400. Acestea prezintă un interes deosebit pentru utilizatori nu atît prin funcţiile lor (exceptînd comutatoarele analogice), cît prin caracteristicile de utilizare care le-au impus în majoritatea aplicaţiilor din domeniul industrial.

Principalele avantaje ale circuitelor integrate din seria CMOS 4000B sînt:

— gama largă a tensiunilor de alimentare: 3 ... 18 V;

— pot fi utilizate surse de alimentare nestabilizate;

— curent de alimentare redus (de 3 ... 4 ordine de mărime mai mic decît la circuitele integrate TTL);

— imunitate la zgomot de 2 ... 7 ori mai bună decît la circuitele integrate TTL;

— caracteristici de intrare şi ieşire simetrice;

— curenţi de intrare foarte mici.

Circuitele integrate logice din seria CMOS 4000B au viteza maximă de lucru de 3 ... 6 ori mai mică decît a circuitelor TTL, ceea ce însă nu reprezintă un dezavantaj pentru o parte importantă de aplicaţii industriale.

Punerea în fabricaţie a circuitelor integrate logice CMOS a implicat un amplu proces de evaluare a performanţelor şi limitărilor impuse de tehnologia implementată.

Evidenţierea cîtorva din rezultatele obţinute şi punerea lor la dispoziţia utilizatorilor are rolul de a contribui la obţinerea de performanţe maxime cu ajutorul circuitelor integrate CMOS în cele mai diverse aplicaţii.

1. Caracteristici statice

Circuitele integrate CMOS „Microelectronica" au domeniul tensiunilor de alimentare admisibile cuprins între −0,5 V ... +20 V. Deşi testarea de producţie se face numai la tensiunile de +5 V, +10 V şi +15 V, evaluările periodice pe loturi garantează funcţionarea circuitelor în plaja +3V ... +18 V.

Curenţii de alimentare sînt de ordinul a 1 μA ... 4 μA pentru porţi logice, iar pentru buffere şi bistabili 4 μA ... 16 μA.

La tensiunea de alimentare de +5 V, curenţii de alimentare tipici sînt mult sub 1 μA.

Curenţii de intrare sînt de maximum ± 1 μA la o tensiune de alimentare V_{DD} = 15 V, pe toată gama temperaturii de operare (−55°C ... ... +125°C).

Valorile tipice sînt de ordinul *nA* sau zecilor de *nA*.

Nivelele logice de intrare sînt V_{IL} = 30% V_{DD}, V_{IH} = 70% V_{DD} pentru tensiunea de alimentare V_{DD} = 5 V şi 10 V, şi V_{IL} = 27% V_{DD}, V_{IH} = 73% V_{DD} pentru tensiunea de alimentare V_{DD} = 15 V.

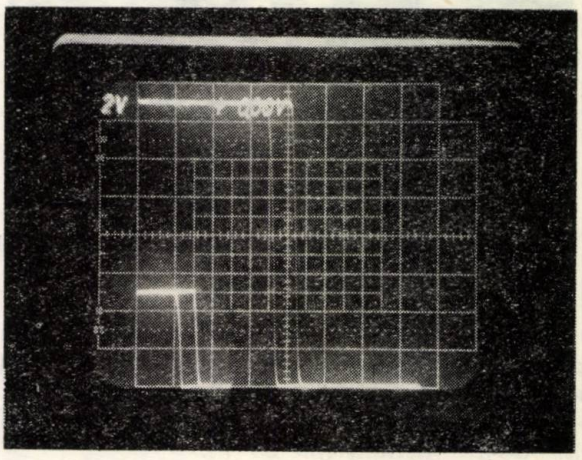


Fig. 1. Caracteristica de transfer a porţii MMC 4011 la tensiunile de alimentare de 5V şi respectiv 15 V.

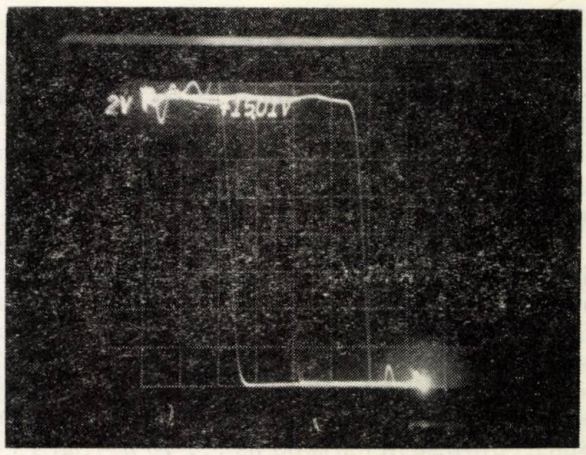


Fig. 2. Caracteristica de transfer a porţii MMC 4011 la frecvenţa maximă de lucru.

Caracteristicile de transfer ($V_O - V_I$) ale unei porţi logice CMOS (MMC 4011) la tensiunile de alimentare V_{DD} = 5 V şi 15 V şi frecvenţa semnalului de intrare f = 100 kHz,

* Intreprinderea „Microelectronica"-Bucureşti.

sînt prezentate în figura 1, pe care se pot evalua nivele „H" şi „L". Se observă că marginea de zgomot este de 2 V şi de 6 V, pentru tensiunea de alimentare $V_{DD} = 5$ V şi respectiv 15 V.

La frecvenţa maximă de lucru $f = 5$ MHz (figura 2) marginea de zgomot la tensiunea de alimentare $V_{DD} = 15$ V în starea „H" atinge limita de 4 V, iar cea în stare „L" este de 3 V (tot pentru poarta logică MMC 4011). Toate aceste valori pentru marginea de zgomot sînt superioare valorii minime de 1 V garantată de alţi fabricanţi [1].

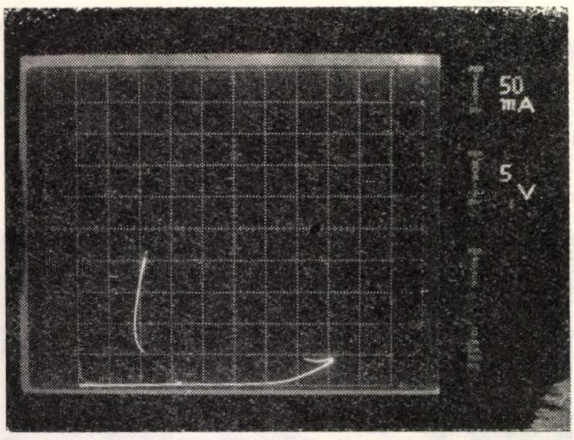


Fig. 3. Caracteristica de alimentare şi fenomenul de „latch-up" la circuitul MMC 4050.

A fost vizualizată şi caracteristica de alimentare (fig. 3) şi s-a putut pune în evidenţă fenomenul de „latch-up". Tensiunea de străpungere este de 35 V, superioară celei specificate de alte firme (tipic 25 V).

2. Caracteristici dinamice

Au fost măsuraţi timpii de propagare pe eşantioane din fiecare tip de circuit.

Astfel, pentru inversorul MMC 4050 s-au obţinut următorii timpi de propagare : 47 ns ... 50 ns, 56 ns ... 60 ns şi 95 ns ... 100 ns pentru tensiunile de alimentare $V_{DD} = 15$ V, 10 V şi respectiv 5 V.

În cazul numărătorului MMC 40192 s-au obţinut valori pentru timpii de propagare (între intrarea de tact şi ieşiri) de 240 ns ... 420 ns cînd tensiunea de alimentare $V_{DD} = 5$ V, valoarea tipică fiind de 260 ns, comparabilă cu cea oferită de firma RCA [2]. Pentru tensiunea de alimentare $V_{DD} = 15$ V s-au obţinut valori tipice cuprinse în plaja 55 ns ... 70 ns (fig. 4).

În cazul bistabililor (MMC 4013) timpii de propagare obţinuţi au fost între 160 ns ... 210 ns, 80 ns ... 100 ns şi 60 ns ... 73 ns pentru tensiunile de alimentare $V_{DD} = 5$ V, 10 V şi respectiv 15 V.

Pentru poarta MMC 4011 s-au obţinut valori tipice de 180 ns (fig. 5) şi 70 ns (fig. 6) pentru tensiuni de alimentare $V_{DD} = 5$ V şi respectiv 15 V.

O caracterizare asemănătoare a fost făcută gamei largi de comutatoare/multiplexoare analogice (MMC 4051/52/53, MMC 4066, MMC4067/97). În figura 7 este prezentată caracteristica de comutare a unui semnal sinusoidal de $\pm$ 5V cu circuitul MMC 4053 (sarcina $R_L = 10$ kohm).

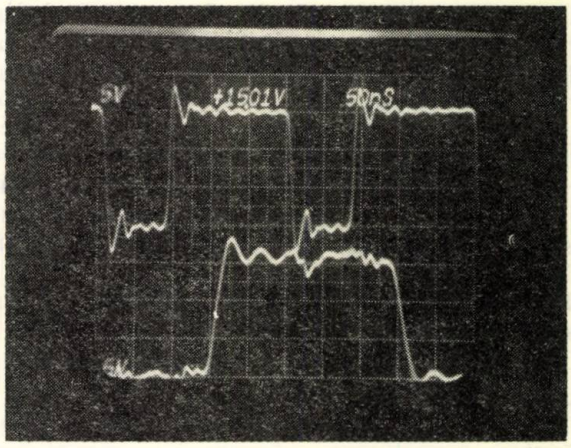


Fig. 4. Timp de propagare pentru numărătorul MMC 40192.

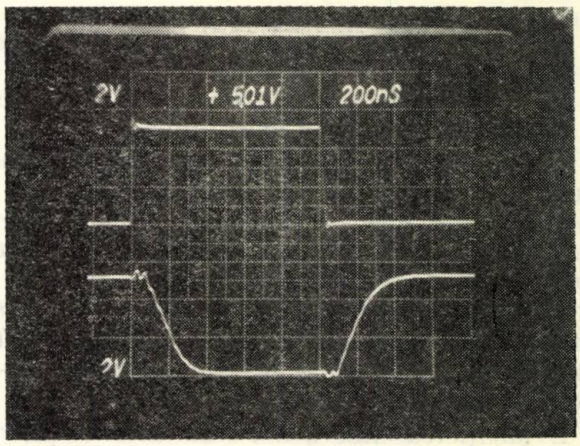


Fig. 5. Timp de propagare pentru poarta MMC 4011 la tensiunea de alimentare de 5V.

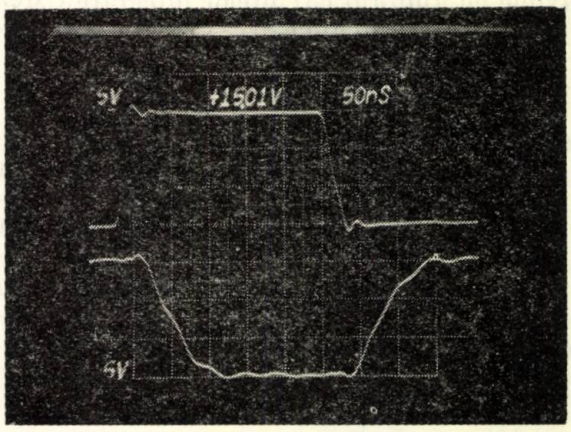


Fig. 6. Timp de propagare pentru poarta MMC 4011 la tensiunea de alimentare de 15 V.

Se observă că timpul de comutare la deschiderea canalului este mai mare (130 ns) decît la blocare (80 ns), ceea ce asigură funcţionarea corectă a comutării/multiplexării.

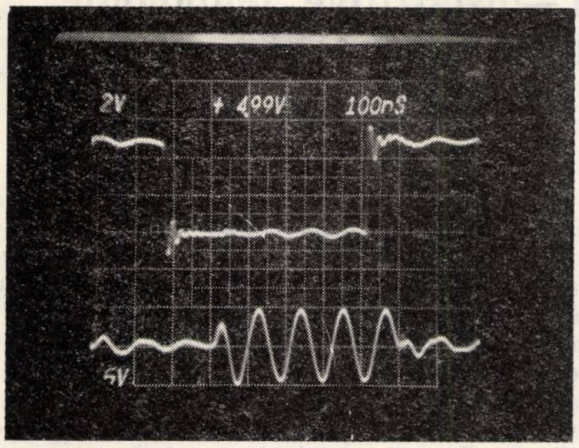


Fig. 7. Caracteristici de comutare a unui semnal analogic pentru comutatorul MMC 4053 la tensiunea de alimentare de 5 V.

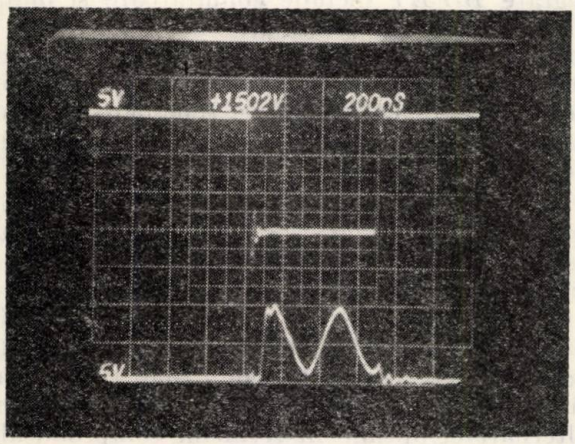


Fig. 8. Caracteristici de comutare a unui semnal analogic pentru comutatorul MMC 4053 la tensiunea de alimentare de 15 V.

La tensiunea de alimentare $V_{DD} = 15$ V, timpii de comutare tipici sînt de 2 ori mai mici (60 ns ... 70 ns la deschidere şi 40 ns la blocare — fig. 8).

Întîrzierile de propagare tipice prin comutatoarele analogice CMOS sînt de 20 ns ... 35 ns şi sub 10 ns pentru tensiunile de alimentare $V_{DD} = 5$ V şi respectiv 15 V.

Toate măsurătorile au fost efectuate pentru o sarcină $R_L = 200$ kohm, $C_L = 50$ pF, iar timpii au fost măsuraţi la 50% din amplitudinea palierului.

3. Concluzii

Din analiza principalilor parametrii care caracterizează circuitele logice CMOS din seria 4000B realizate la Microelectronica se deduce compatibilitatea performanţelor acestor produse cu cele realizate de firme consacrate pe piaţa mondială precum: RCA, SGS-ATES etc. Comparaţia se referă exclusiv la circuitele integrate CMOS fabricate în tehnologia standard cu poartă de aluminiu.

Evaluările statistice pe loturile de producţie, precum şi măsurătorile în timp şi la temperatură au evidenţiat o bună stabilitate a parametrilor.

Din măsurătorile prezentate (timpii de propagare, timpii de comutaţie) se pot deduce limitele de viteză impuse de tehnologie. Astfel pentru un numărător sincron de 4 biţi (40162) nu se pot depăşi valori de 8 MHz ... 12 MHz pentru frecvenţa de tact. Această valoare de 12 MHz reprezintă o limită maximă de viteză. Pentru fronturile tactului s-au obţinut valori maxime 10 ns ... 40 ns. Densitatea maximă de împachetare a acestei tehnologii este relativ coborîtă, comparabilă cu cea a tehnologiei bipolare; împachetarea maximă este de ordinul a 250 porţi/cip.

Dar avantajul major al tehnologiei CMOS îl constituie consumul extrem de redus, avantaj care a impus definitiv această tehnologie ca direcţie prioritară de dezvoltare pe plan mondial.

Bibliografie

[1] * * * — SGS-ATES COS/MOS B-Series Devices Data Book, 1982.
[2] * * * — RCA Solid State COS/MOS Integrated Circuits, 1981.

CZ: 621.314.2:621.372.8

TEHNOLOGIE MONOLITICĂ BIPOLARĂ
TRANZISTOR JFET IMPLANTAT IONIC
CIRCUITE INTEGRATE BiFET

Circuite integrate liniare BiFET—dispozitive, tehnologie, tehnici de circuit, aplicaţii

GHEORGHE BALABAN, IOAN STOICHIŢĂ, DAN TULBURE* — BUCUREŞTI

Introducere

BiFET, proces mixt, bipolar şi cu tranzistoare JFET implantate ionic a extins limita performanţelor realizabile pentru circuite integrate liniare monolitice [1, 2]. Pentru un circuit liniar standard, cum este amplificatorul operaţional, această tehnologie îmbunătăţeşte majoritatea parametrilor electrici cu cel puţin un ordin de mărime faţă de realizările monolitice convenţionale. Limitarea majoră a amplificatoarelor operaţionale monolitice bipolare este dată de necesitatea utilizării pentru translatarea nivelelor de curent continuu a tranzistorului *pnp* lateral, dispozitiv lent, ce limitează răspunsul global în frecvenţă [3].

Un alt neajuns, dar mai puţin prohibitiv, este legat de compromisul ce trebuie realizat între răspunsul în frecvenţă foarte bun al tranzistorului *npn* la curenţi de colector relativ mari şi curentul de polarizare la intrare, dat de curentul de bază. Indiferent de artificiul de circuit utilizat, nu pot fi ameliorati simultan decît puţini parametri funcţionali; astfel, amplificatoarele operaţionale super-β, tip 108, optimizează caracteristicile de precizie în curent continuu, pe cînd amplificatoarele operaţionale utilizînd tehnica de compensare „cuplaj-înainte", tip 118, optimizează caracteristicile de curent alternativ — banda de frecvenţă la cîştig unitar şi viteza maximă de variaţie a semnalului la ieşire („slew-rate"). Un salt de performanţă poate fi obţinut prin înlocuirea tranzistorului *pnp* lateral cu un dispozitiv rapid, fără a sacrifica însă capabilitatea de ţinere în tensiune. Tranzistorul *JFET* cu canal *p* realizat cu o secvenţă de implantări ionice [1], inclusă într-un proces de circuit integrat liniar botezat cu acronimul *BiFET* = *B*ipolar + + *JFET* este un dispozitiv adecvat scopului propus. Pe lîngă răspunsul bun în frecvenţă, tranzistorul *JFET* oferă în mod inerent un curent de poartă extrem de scăzut, îmbunătăţind impedanţa de intrare a circuitelor cu trei ordine de mărime faţă de variantele exclusiv bipolare. Se pot obţine astfel amplificatoare operaţionale avînd caracteristici excelente de curent continuu şi curent alternativ, simultan cu timp de stabilire scurt şi zgomot redus.

Deşi cazul amplificatorului operaţional monolitic a fost examinat ca exemplu ilustrativ, tehnologia *BiFET* permite realizarea unei mari varietăţi de blocuri constructive analogice standard. Ca element de circuit, tranzistorul *JFET* implantat ionic face posibilă atît ameliorarea performanţelor circuitelor integrate analogice, aşa cum s-a arătat mai sus, cît şi implementarea unor noi funcţii prin utilizarea în scheme specifice: comutator analogic, sursă de curent cu două terminale, repetor de curent continuu, rezistor controlat în tensiune etc. Alături de amplificatoare operaţionale lista circuitelor integrate *BiFET* include comutatoare şi multiplexoare analogice, circuite de eşantionare şi memorare, comparatoare, amplificatoare de instrumentaţie, blocurile analogice pentru convertoare *A/D* cu integrare, repetoare de mare impedanţă şi viteză, filtre analogice, circuite de microputere etc.

În literatură sînt descrise cîteva circuite integrate *BiFET* [4]—[6], fără a indica detalii asupra structurii dispozitivului, procesului şi caracteristicilor electrice. De aceea, în cadrul unui program de dezvoltare în domeniul *BiFET*, s-au investigat teoretic şi experimental variante pentru structuri de dispozitiv, scheme şi condiţii de proces în vederea selecţionării alternativei optime în termenii compromisului între complexitatea procesului, consumul de arie şi performanţele electrice [7].

1. Structura dispozitivului şi calculul caracteristicilor electrice

Încercările de dată mai veche [3] de a obţine un tranzistor *JFET* compatibil cu procesul standard pentru circuite integrate bipolare, utilizînd drept canal al dispozitivului zona activă a bazei unui tranzistor *npn*, îngustată într-o etapă suplimentară de difuzie termică, s-au soldat cu un succes limitat. Aceasta deoarece tensiunea de tăiere, V_P, a unui *JFET* este dificil de controlat cu procedeul tradiţional al difuziei termice, iar precizia de împerechere a dispozitivelor este redusă; ca o reflectare a acestui fapt, un amplificator operaţional timpuriu ce utilizează la intrare tranzistoare *JFET* difuzate, cum este tipul 740, are o specificaţie tipică referitoare la tensiunea de decalaj la intrare, V_{OS}, de 50 mV, asociată cu o derivă

* Intreprinderea de piese radio şi semiconductoare-Băneasa.

termică, TCV_{OS}, de 50 μV/°C, valori ce atestă un grad redus de performanţă. În plus, tranzistoarele *JFET* obţinute prin difuzie în cadrul unui proces bipolar standard au capabilitate redusă de ţinere în tensiune, $BV_{GDO} \approx 7$ V, ceea ce impune folosirea unor scheme de circuit complexe care să asigure operarea acestor dispozitive la tensiuni reduse şi limitează aria lor de utilitate doar la etaje de intrare. Dificultăţile menţionate pot fi depăşite dacă se renunţă la structura difuzată şi se face apel la posibilităţile unice oferite de tehnica implantării ionice — metodă de impurificare selectivă alternativă difuziei termice — privind realizarea unor nivele reduse de dopare cu un înalt grad de control asupra cantităţii şi poziţiei ionilor de impuritate introduşi în reţeaua cristalină a siliciului [8].

În figura 1 este schiţată o secţiune transversală printr-un dispozitiv bipolar standard (tranzistor *npn*) şi o structură de *JFET* dublu implantat. Canalul îngropat, slab dopat de tip *p*, este obţinut printr-o implantare cu bor de energie relativ înaltă. Canalul este încadrat de două porţi, una la partea inferioară, constituită de stratul epitaxial şi cealaltă la partea superioară, obţinută printr-o implantare superficială cu fosfor sau arsen. Poarta superioară contribuie la reducerea tensiunii de tăiere, V_P, şi elimină, prin efectul de ecran electrostatic, influenţa sarcinii ionice din SiO_2 şi a sarcinii fixe de la interfaţa Si/SiO_2 asupra sarcinii mobile din canal. Difuzia pentru baza standard serveşte şi la realizarea contactelor de sursă şi drenă. O difuzie n^{++} de emitor scurtcircuitează poarta superioară la cea inferioară şi asigură realizarea unui contact ohmic cu electrodul de aluminiu.

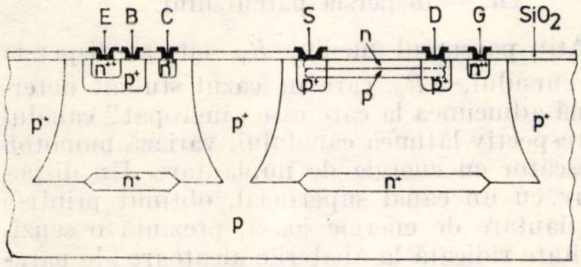


Fig. 1. Secţiune transversală prin două structuri integrate compatibile: tranzistor *npn* şi *JFET* dublu implantat.

În figura 2 este prezentată microfotografia unui tranzistor *JFET* tipic, realizat cu un proces *BiFET*, la care pot fi văzute particularităţile de geometrie superficială („lay-out"). Se utilizează mai multe canale legate în paralel pentru a creşte raportul de aspect geometric

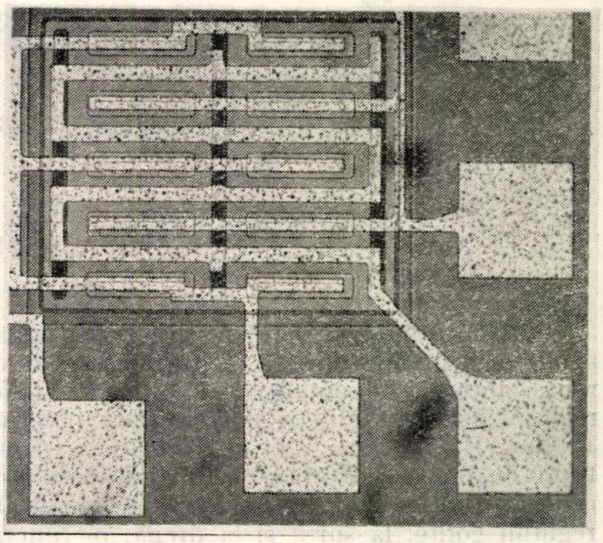


Fig. 2. Microfotografia unui tranzistor *JFET* tipic dintr-un circuit integrat *BiFET*.

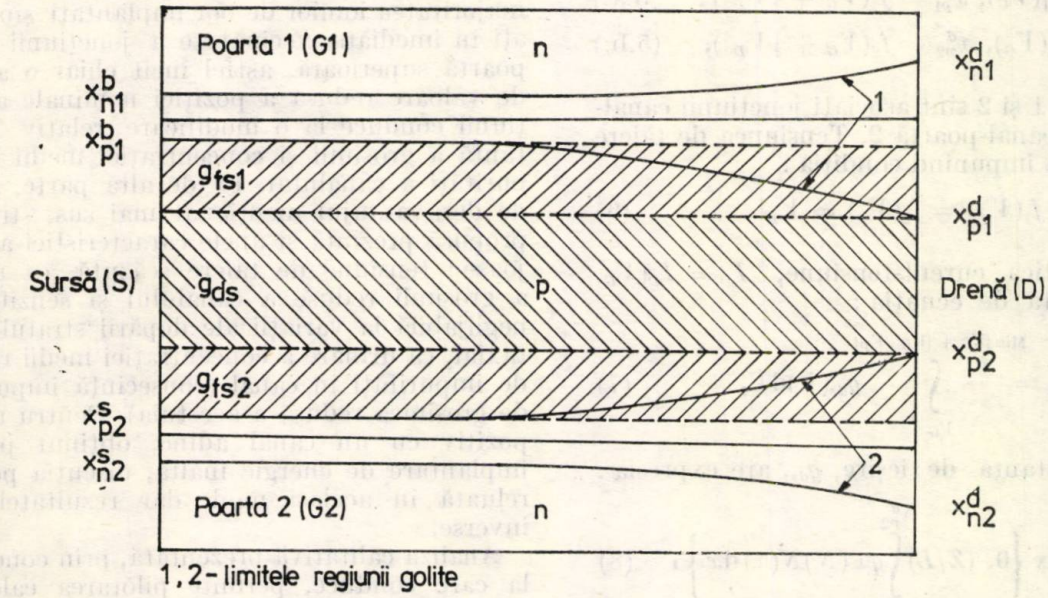


Fig. 3. Interpretarea geometrică a parametrilor g_{fs1}, g_{fs2} şi g_{ds} pentru un tranzistor *JFET* dopat arbitrar.

(raportul între lăţimea şi lungimea canalului), Z/L, în condiţiile unei amplasări eficiente pe suprafaţa siliciului şi obţinerii unei valori reduse pentru rezistenţa serie a porţii.

Pentru corelarea parametrilor electrici cu datele tehnologice s-a utilizat un model bazat pe o extensie la analiza dată de Bockemuehl [9] pentru tranzistorul *JFET* cu canal dopat arbitrar. Aproximaţiile şi ipotezele utilizate sînt: 1) aproximaţia de golire; 2) aproximaţia canalului gradual; 3) teoria LSS [10] pentru profilele ionilor implantaţi. Avînd ca referinţă figura 3, împreună cu notaţiile uzuale, ecuaţiile ce descriu caracteristicile electrice ale dispozitivului, ecuaţii utilizate la elaborarea unui program de calcul, sînt date în continuare:

$$\rho = qN = q(N_d - N_a); \quad (1)$$

$$\int_{x_n}^{x_p} \rho(x)\,\mathrm{d}x = 0; \quad (2)$$

$$V_R + \Phi_B = \frac{q}{K_s \varepsilon_0} \int_{x_n}^{x_p} x\rho(x)\,\mathrm{d}x; \quad (3)$$

$$\Phi_B = \frac{KT}{q} \ln \frac{N_a(x_p)\,N_d(x_n)}{n_i^2}. \quad (4)$$

Setul de ecuaţii (1)—(4) permite, în general printr-o metodă iterativă, determinarea diferenţei interne de potenţial Φ_B şi a limitelor regiunii golite în funcţie de tensiunea inversă, $x_p = x_p(V_R)$ şi $x_n = x_n(V_R)$, pentru o joncţiune cu dopare arbitrară. Utilizînd acest procedeu se pot calcula limitele dinspre canal ale regiunii golite, la sursă şi la drenă, în funcţie de tensiunile de polarizare:

$$x_{p1}^s = f_1(V_G),\ x_{p1}^d = f_1(V_G + |V_D|); \quad 5.a.)$$

$$x_{p2}^s = f_2(V_G),\ x_{p2}^d = f_2(V_G + |V_D|), \quad (5.b.)$$

unde indicii 1 şi 2 sînt asociaţi joncţiunii canal-poartă 1 şi canal-poartă 2. Tensiunea de tăiere se determină impunînd condiţia:

$$f_1(V_p) = f_2(V_p) \Rightarrow V_p. \quad (6)$$

Caracteristica curent-tensiune, $I_D = I_D(V_G, V_D)$ este dată de ecuaţia:

$$I_D = \int_{V_G}^{\mathrm{Min}\{V_G + |V_D|,\, V_p\}} g_{ds}(V)\mathrm{d}V, \quad (7)$$

unde conductanţa de ieşire, g_{ds}, are expresia:

$$g_{ds} = \mathrm{Max}\left\{0,\ (Z/L)\int_{x_{p1}^d}^{x_{p2}^d} q\mu(N)N(x)\,\mathrm{d}x\right\}, \quad (8)$$

În particular, curentul de saturaţie, I_{DSS}, rezultă din relaţia:

$$I_{DSS} = \int_0^{V_p} g_{ds}(V)\mathrm{d}V. \quad (9)$$

2. Proiectarea dispozitivului, selecţia procesului optim şi rezultate experimentale

Caracteristicile electrice ale tranzistorului *JFET* sînt strîns legate de cantitatea totală de impurităţi conţinute în canalul conductor şi de lăţimea canalului; în cazul tranzistorului *JFET* implantat ionic, aceste mărimi sînt determinate în etapa de realizare a dispozitivului prin specificarea dozei şi energiei de implantare. În cadrul teoriei LSS profilul ionilor implantaţi este aproximat printr-o funcţie gaussiană:

$$N(x) = \frac{N_\square}{\Delta R_p \sqrt{2\pi}} \exp\left[-\frac{(x - \bar{R}_p)^2}{2(\Delta R_p)^2}\right], \quad (10)$$

unde: $N_\square$ — doza (numărul ionilor incidenţi pe unitatea de suprafaţă);
$\bar{R}_p$ — parcursul mediu al ionilor;
$\overline{\Delta R_p}$ — dispersia parcursului.

Atît parcursul mediu, $\bar{R}_p$, cît şi dispersia parcursului, $\overline{\Delta R_p}$, care în cazul studiat determină adîncimea la care este „îngropat" canalul şi respectiv lăţimea canalului, variază monoton crescător cu energia de implantare. Un dispozitiv cu un canal superficial, obţinut printr-o implantare de energie joasă, prezintă o senzitivitate ridicată la abaterile aleatoare ale parametrilor de proces asociaţi realizării porţii superioare n şi a canalului p; aceasta deoarece majoritatea ionilor de bor implantaţi sînt situaţi în imediata vecinătate a joncţiunii canal-poartă superioară, astfel încît chiar o abatere de valoare redusă a poziţiei nominale a joncţiunii conduce la o modificare relativ importantă a grosimii şi concentraţiei medii de impurităţi a canalului. Pe de altă parte, alături de dezavantajul menţionat mai sus, structura propusă prezintă şi unele caracteristici avantajoase: tensiune de tăiere scăzută, ca urmare a grosimii reduse a canalului şi senzitivitate neglijabilă la variaţii ale dopării stratului epitaxial, ca urmare a concentraţiei medii ridicate de impurităţi în canal (consecinţă impusă tot de grosimea redusă a acestuia). Pentru un dispozitiv cu un canal adînc, obţinut printr-o implantare de energie înaltă, discuţia poate fi reluată în acelaşi mod, dar rezultatele sînt inverse.

Analiza calitativă prezentată, prin concluziile la care conduce, permite pilotarea calculelor de optimizare a dispozitivului prin simulare cu

calculatorul. Astfel, s-a determinat [7] că adîncimea canalului care asigură compromisul optim între situaţiile limită descrise mai sus este de aproximativ 3000 Å, ceea ce corespunde la o energie de implantare de 120 KeV; în plus, aşa cum s-a arătat şi mai sus, pentru a reduce senzitivitatea la variaţia parametrilor din proces, trebuie avut în vedere că joncţiunea canal-poartă superioară să nu fie localizată în zona de concentraţie ridicată a profilului de impurităţi din canal.

Un exemplu de rezultate obţinute prin simulare şi experimental este prezentat în tabelul 1 pentru un dispozitiv utilizînd un canal implantat cu o doză de $1{,}0 \times 10^{12}$ i/cm^2, la o energie de 120 KeV, prin 970 Å de oxid; profilele de impurităţi sînt reprezentate în figura 4.

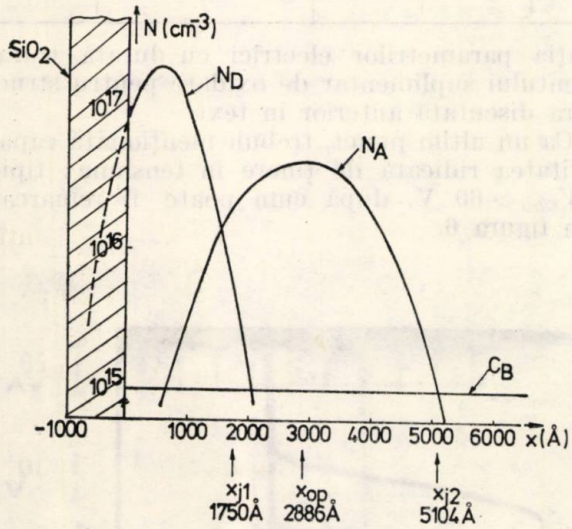


Fig. 4. Profilele ionilor implantaţi corespunzătoare exemplului discutat în text.

Datele experimentale au fost obţinute pe un tranzistor *JFET* de test cu lungimea canalului, $L = 32$ μm şi $(Z/L) = 20$. Fotografia caracteristicilor $I_D - V_{DS}$, cu V_{GS} ca parametru, este dată în figura 5.a.

Factorul λ permite includerea în modelul de semnal mare a fenomenului de saturaţie incompletă a caracteristicilor de ieşire $I_D - V_{DS}$ (impedanţă finită de ieşire în regiunea de saturaţie) [3]:

$$I_D = I_{DSS}\left(1 - \frac{V_{GS}}{V_p}\right)^2 (1 + \lambda\,|V_{DS}|) \cdot \quad 11)$$

Valoarea minimă utilizabilă pentru lungimea canalului este limitată de străpungerea dispozitivului prin pătrundere între drenă şi sursă. Selecţionarea lungimii canalului pentru o aplicaţie dată se face ţinînd seama că: 1) impedanţa de ieşire creşte odată cu lungimea canalului (corespunzător, parametrul λ se reduce); 2) precizia de împerechere a dispozitivelor cu geometrie nominal identică este mai bună în cazul dispozitivelor de arie mai mare, deoarece scade importanţa relativă a erorilor datorate fotolitografiei şi difuziei laterale a contactelor p^+ de sursă şi drenă. Trebuie avut însă în vedere că reversul creşterii ariei îl constituie creşterea capacităţilor parazite, curenţilor reziduali şi costului dispozitivelor. Odată stabilită lungimea canalului, proiectarea geometriei superficiale se face uşor, datorită relaţiei de simplă proporţionalitate între I_{DSS}, g_m, $r_{DS(on)}^{-1}$ şi (Z/L).

Un element cheie al procesului îl constituie activarea electrică a ionilor implantaţi şi eliminarea defectelor introduse prin implantare (în vederea diminuării curenţilor reziduali), realizată printr-un tratament termic de recoacere în atmosferă inertă. În vederea îmbunătăţirii randamentelor de fabricaţie prin evitarea dificultăţilor asociate straturilor subţiri de oxid-densitate mai mare de defecte, în special de tip „pin-hole" şi/sau tensiuni de străpungere mai reduse — este utilă introducerea unei etape suplimentare în final. Au fost considerate alternativele: 1) depunerea CVD a unui strat de nitrură de siliciu (Si_3N_4); 2) creşterea unui strat suplimentar de oxid termic. Prima variantă, deşi mai costisitoare, prezintă următoarele avantaje: 1) pasivarea întregului cip împotriva contaminării ionice; 2) reducerea ariei în cazul

Tabelul 1

Parametrii dispozitivului

Parametrul	Simbol	U.M.	Valoare	
			Calculat	Măsurat
Grosimea canalului la echilibru termic	a	Å	1120	—
Tensiunea de tăiere	V_p	V	1,220	1,2
Curentul de saturaţie	I_{DSS}	μA	295	290
Rezistenţa iniţială a canalului	$r_{DS(on)}$	KΩ	1,910	2
Factorul de modulare al curentului I_D de către tensiunea V_{DS}	λ	%/V	—	0,33

circuitelor ce utilizează capacitoare de compensare, datorită capacităţii specifice mai mari ($\varepsilon_{Si_3N_4} > \varepsilon_{SiO_2}$); 3) densitate mai mică de defecte; 4) rigiditate dielectrică mai mare; 5) depunerea de Si_3N_4 la temperatură joasă nu perturbă profilele de impurităţi, îmbunătăţind astfel controlul procesului.

Tratamentul termic final, menţionat anterior, conduce la modificarea caracteristicilor electrice ale tranzistoarelor *JFET*, datorită redistribuirii profilelor implantate. Modelarea teoretică este laborioasă, dar, din punct de vedere calitativ, este evident că atît grosimea cît şi

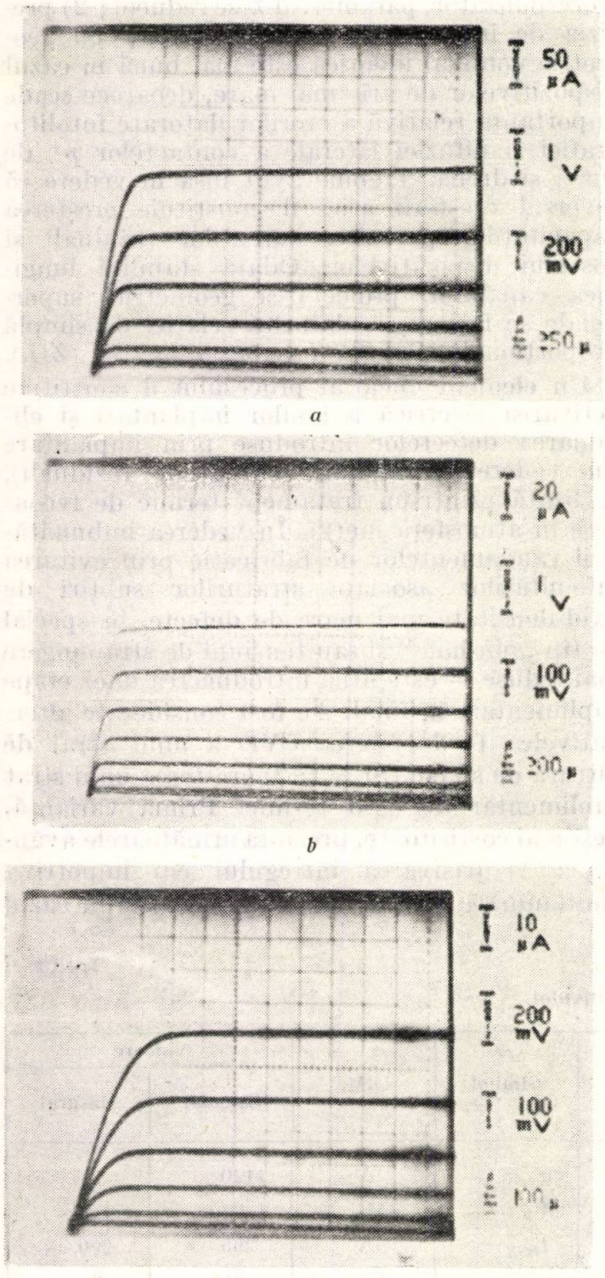


Fig. 5. a, b, c. Familiile de caracteristici $I_D - V_{DS}$, cu V_{GS} ca parametru, pentru trei dispozitive realizate în condiţii identice, cu excepţia duratei tratamentului termic final (970°C, H_2/O_2); a) 0 min; b) 20 min; c) 30 min.

doparea canalului se reduc în urma redistribuirii termice, conducînd la scăderea monotonă a tensiunii de tăiere, V_p, şi curentului de saturaţie, I_{DSS}, odată cu creşterea temperaturii şi/sau duratei tratamentului de recoacere. Spre exemplificare, în tabelul 2 se prezintă variaţia parametrilor electrici cu durata tratamentului suplimentar de oxidare pentru structura discutată anterior în text.

Tabelul 2

Condiţii de oxidare: 970°C, H_2/O_2

Nr.	Durata (min.)	Grosimea oxidului (Å)	Parametrii electrici		Fotografia din figura
			V_p(V)	I_{DSS}(μA)	
1	0	970	1,2	290	5.a.
2	20	2350	0,8	100	5.b.
3	30	2880	0,6	60	5.c.

Ca un ultim punct, trebuie menţionată capabilitatea ridicată de ţinere în tensiune: tipic $BV_{GDO} > 60$ V, după cum poate fi remarcat din figura 6.

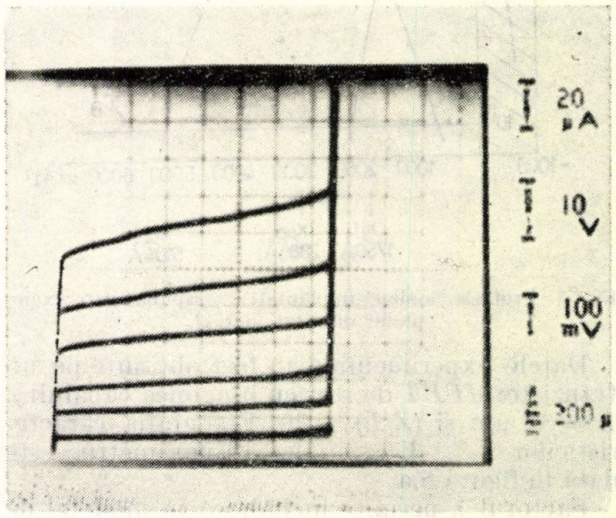


Fig. 6. Caracteristicile de ieşire la tensiuni V_{DS} mai mari, cu includerea zonei de străpungere.

3. Aplicaţii

Au fost implementate două prime aplicaţii reprezentative pentru familia *BiFET*: un amplificator operaţional de mare performanţă, echivalent standardului industrial 156 şi o arie cvadruplă de comutatoare analogice, echivalentă standardului industrial 11331 [11]. În continuare se face o scurtă descriere a celor două circuite şi se prezintă performanţele tipice.

Amplificator operaţional BiFET.

Prin utilizarea unui etaj de intrare cu tranzistoare *JFET* cu canal *p* ca substitut pentru tranzistorul *pnp* lateral din schemele conven-

ţionale, rezultă un dublu avantaj de viteză [12]:

1. translatarea nivelului de curent continuu este efectuată fără limitarea benzii de frecvenţă;

2. viteza maximă de creştere a semnalului la ieşire („slew-rate" = SR) este sporită datorită unui raport redus $g_{m1}/I_1 \approx 2$ pentru dispozitivele cu efect de cîmp în comparaţie cu dispozitivele bipolare $g_{m2}/I_2 = q/KT \approx 40$.

Prin utilizarea sarcinilor active realizate cu surse de curent *JFET*, în locul celor cu tranzistoare bipolare, în amplificatorul operaţional cu două etaje, a cărui schemă simplificată este reprezentată în figura 7, se pot obţine performanţe de zgomot redus, tensiune de decalaj la intrare şi derivă termică a acesteia reduse,

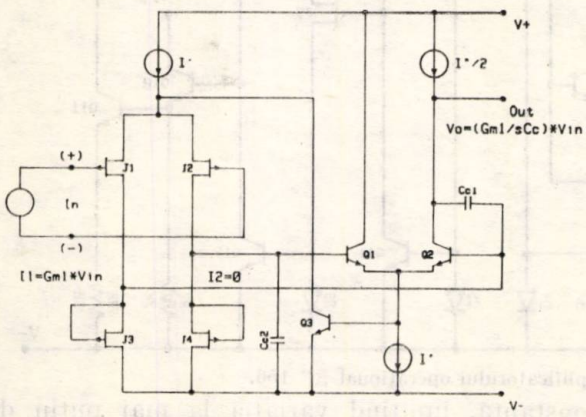


Fig. 7. Schema electrică simplificată a amplificatorului operaţional; este ilustrat mecanismul dublării transconductanţei etajului de intrare la frecvenţe înalte.

fără nici un compromis asupra amplificării în tensiune; prin utilizarea la intrare a unor dispozitive multicanal de arie mare, curentul de polarizare la intrare este sacrificat cu un ordin de mărime, dar în schimb se ameliorează caracteristicile de împerechere, reflectate printr-o tensiune de decalaj şi derivă termică cu valori tipice inferioare valorilor corespunzătoare amplificatoarelor bipolare de uz general.

Limitarea benzii de frecvenţă în etajul al doilea este minimizată folosind un circuit diferenţial cu compensare de frecvenţă asimetrică, în locul schemei convenţionale de conversie simetric-asimetric. O particularitate interesantă a schemei o constituie faptul că reţeaua de reacţie de mod comun de la sarcinile active *JFET*, J_3 şi J_4, la sursa comună a dispozitivelor de intrare, J_1 şi J_2, care în curent continuu fixează curenţii de polarizare ai etajului de intrare, în curent alternativ, datorită compensării de frecvenţă asimetrice, contribuie la dublarea transconductanţei efective a etajului de intrare; aceasta înseamnă dublarea amplificării, conversie simetric-nesimetric la frecvenţe înalte.

Schema completă, prezentată în figura 8, mai include tranzistoare *JFET* J_7 şi J_8 pentru ajustarea externă a tensiunii de decalaj la intrare, modalitate ce prezintă avantajul, în raport cu alte variante, că ajustarea are o contribuţie redusă la degradarea derivei termice a tensiunii de decalaj, tipic < 1 μV/°C pentru fiecare mV de ajustaj, şi că nu înrăutăţeşte zgomotul referit la intrare.

Etajul de ieşire, cvasicomplementar în clasă *AB*, izolează sarcina de nodul de amplificare, de mare impedanţă, al etajului intermediar. O particularitate unică o constituie posibilitatea de a realiza un dispozitiv compus *JFET*—*npn* (J_5—$Q_{10,11}$), de bandă largă, care să înlocuiască tranzistorul *pnp* de substrat din etajele de ieşire convenţionale, în clasă *AB*, ale amplificatoarelor operaţionale bipolare, rezolvînd problema degradării fazei şi deci a instabilităţii cu sarcini capacitive mari la ieşire.

Cîteva dintre performanţele remarcabile ale acestui amplificator sînt rezumate în tabelul 3.

Microfotografia cipului amplificatorului operaţional este prezentată în figura 9; dimensiunile cipului sînt $2 \times 1{,}3$ mm².

Comutator analogic BiFET

Pentru aplicaţii de semnal mare, comutatoarele analogice realizate cu tranzistoare *JFET* trebuie utilizate în conjuncţie cu circuite complexe, bipolare sau MOS, pentru a furniza funcţiile necesare de interfaţare şi comandă. De aceea, comutatoarele cu tranzistoare *JFET* erau realizate tradiţional în formă modulară sau hibridă, utilizînd cel puţin două cipuri monolitice. Alternativa concurentă, comutatoarele cu tranzistoare MOS*FET*, permite integrarea pe un singur cip dar prezintă dezavantajul modulării rezistenţei comutatorului în starea „deschis" de către valoarea tensiunii analogice la intrare, precum şi al necesităţii unor precauţii stricte de manipulare şi utilizare pentru a preveni defectarea catastrofică datorată străpungerii ireversibile a oxidului subţire

Tabelul 3

Performanţele electrice ale amplificatorului operaţional *BiFET* βF 156

Parametrul electric	Simbol	Valoare tipică	U.M.
Curent de polarizare la intrare	I_B	30	pA
Curent de decalaj la intrare	I_{OS}	3	pA
Tensiune de decalaj la intrare	V_{OS}	2	mV
Deriva termică a tensiunii de decalaj	$TC\,V_{OS}$	3	μV/°C
Amplificare în buclă deschisă	A_{VOL}	106	dB
Banda de semnal mic	B	5	MHz
Viteza maximă de variaţie a semnalului la ieşire	SR	12	V/μs
Timpul de stabilire la 0,01 %	t_s	1,5	μs
Tensiunea de zgomot la intrare	e_n	12	nV/√Hz

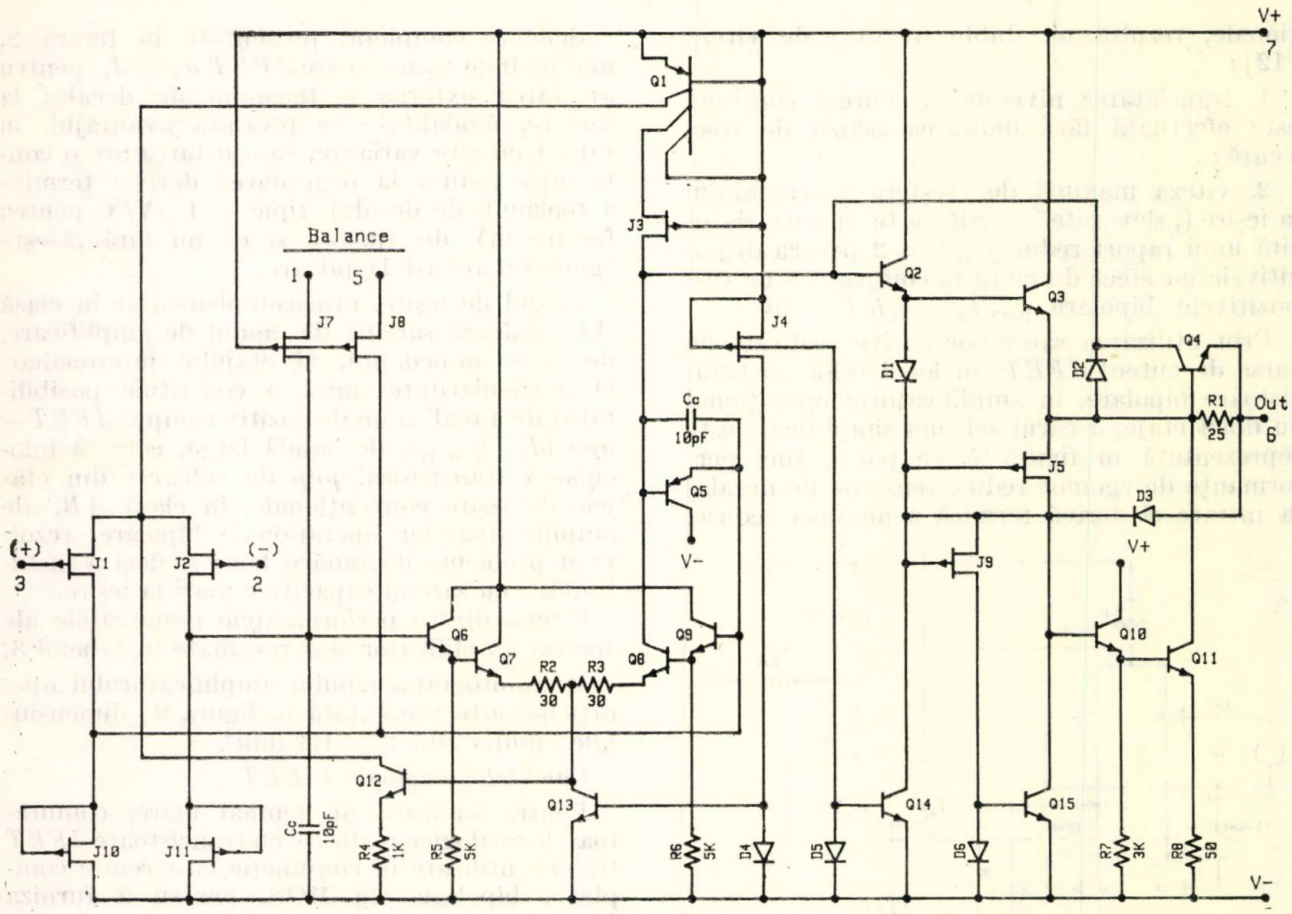


Fig. 8. Schema electrică de detaliu a amplificatorului operaţional βF 156.

al tranzistoarelor MOS*FET*. Utilizînd tehnologia *BiFET* ambele funcţiuni — comutatorul *JFET* şi schema de comandă — pot fi integrate monolitic pe un singur cip, cu beneficiul performanţei înalte la preţ scăzut.

Comutatorul analogic discutat în continuare încorporează un circuit rapid regulator al rezistenţei în starea „deschis", a cărui schemă este reprezentată în figura 10. Acest circuit asigură menţinerea unei tensiuni grilă-sursă, V_{GS}, constantă şi apropiată de zero pentru tranzistorul *JFET* comutator (J_5), ceea ce păstrează rezistenţa iniţială a canalului, $r_{DS(on)}$, aproximativ constantă, limitînd variaţia la mai puţin de 2% pe întregul domeniu de ± 10 V al semna-

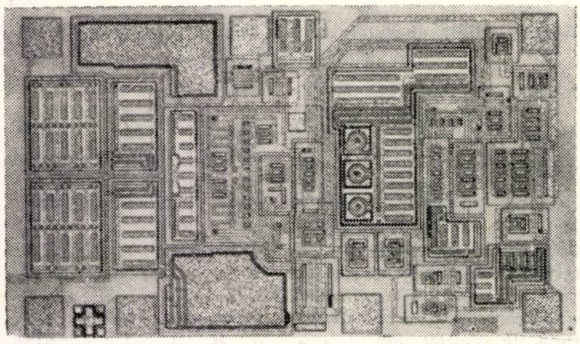


Fig. 9. Microfotografia cipului amplificatorului operaţional βF 156 (dimensiuni : 2+1,3 mm²) ; se poate observa că geometria superficială a cipului este realizată cu simetrie termică pentru îmbunătăţirea caracteristicilor de precizie şi amplificării în curent continuu.

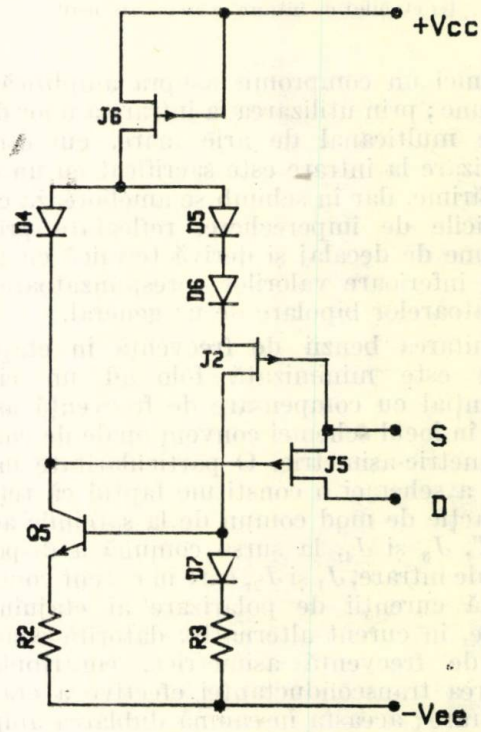


Fig. 10. Schema electrică a regulatorului rezistenţei comutatorului în starea „deschis".

lului analogic la intrare. În plus, încărcarea produsă de către circuitul regulator asupra căii de semnal este aproape nulă. Funcţionarea circuitului poate fi înţeleasă observînd că oglinda de curent D_7-Q_5 forţează curentul prin tranzistorul J_2 şi dioda D_1 să fie egal cu jumătate din curentul de saturaţie al tranzistorului J_6, I_{DSS6}.

J_6 şi J_2 au rapoartele de aspect geometric, (Z/L), astfel alese, încît tensiunea grilă-sursă a lui J_2, V_{GS2}, să fie aproximativ egală cu tensiunea de deschidere a unei diode compensatoare, V_D, din calea de translatare a nivelului de tensiune pentru poarta lui J_5 : $V_{GS5} = V_{D4} - V_{I5} - V_{D6} + V_{GS2} \approx 0$. În schema completă a comutatorului, reprezentată în figura 11, a fost adăugată şi schema de comandă, cu intrare compatibilă TTL, care permite deschiderea sau blocarea comutatorului. Circuitul mai prezintă în plus şi facilitarea unei intrări de validare.

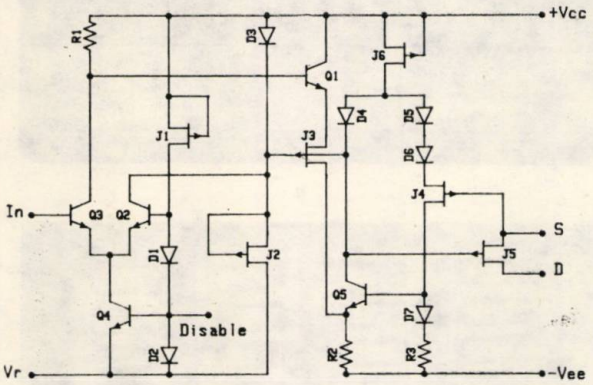


Fig. 11. Schema electrică de detaliu a uneia din cele patru secţiuni independente a ariei de comutatoare analogice βF 11331.

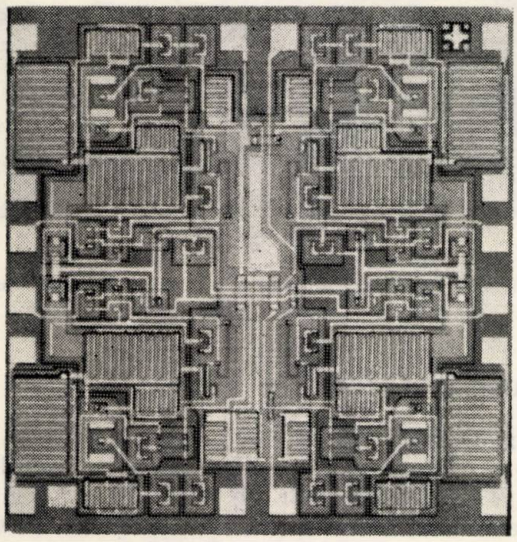


Fig. 12. Microfotografia cipului ariei de comutatoare analogice βF 11331 (dimensiuni : 2×2 mm²) ; poate fi remarcată simetria cuadrantală a geometriei superficiale.

Tabelul 4

Performanţele electrice ale comutatorului βF 11331

Parametrul electric	Simbol	Valoare tipică	U.M.
Rezistenţa comutatorului deschis	r_{on}	150	Ω
Timpul de deschidere	t_{on}	250	ns
Timpul de blocare	t_{off}	90	ns
Viteza maximă de variaţie a tensiunii pe calea de semnal		50	V/μs

O arie cvadruplă de astfel de comutatoare poate fi integrată monolitic pe un cip cu dimensiunile 2 × 2 mm², a cărui microfotografie este prezentă în figura 12 ; performanţele electrice tipice, pe secţiune, sînt rezumate în tabelul 4.

4. Concluzii

Au fost trecute în revistă căile noi pe care tehnologia *BiFET* le oferă evoluţiei circuitelor integrate liniare. A fost prezentată o metodologie teoretică şi experimentală pentru proiectarea şi optimizarea performanţelor tranzistoarelor *JFET* implantate ionic. Au fost descrise două circuite, deja realizate, care utilizează tehnologia prezentată. Se consideră că rezultatele obţinute au pus baze trainice cercetării şi fabricării în ţară a unei largi familii de circuite integrate *BiFET*.

Bibliografie

[1] *Russel R. W.*, Culmer D. D. Ion Implanted JFET-Bipolar Monolithic Analog Circuits. In : ISSCC Dig. Tech. Papers, 1974.

[2] *Marty, C.* BiFET/Trim FET Operational Amplifiers. In : Electronic Engineering, June 1980, p. 109.

[3] *Gray, P. R., Meyer R. G.* Analysis and Design of Analog Integrated Circuits, John Wiley & Sons, 1977.

[4] *Cave, C., Davis W.* A Quad *JFFT* Wide-Band Op Amp Featuring Compensated Bandwidth. In : IEEE J. Solid-State Circuits, **Vol. Sc-12**, No. 4, 1977.

[5] *Hamade A.*, Temperature Compensated Quad Analog, Switch. In : IEEE J. Solid-State Circuits, **Vol. Sc-14** No. 6, 1979.

[6] *Erdi, G.* A 300V/μs Monolithic Voltage Folower. In : IEEE J. Solid-State Circuits, **Vol. SC-14** No. 6, 1979.

[7] *Balaban, G.* Proiectarea şi realizarea dispozitivelor *JFET* implantate ionic pentru tehnologia *BiFET*, CAS/ICCE, 1981.

[8] *Sansbury, J.* Applications of Ion Implantation in Semiconducător processing. In : Solid-State Technology, **Vol. 19**, No. 11, 1976.

[9] *Bockemuehl, R. R.* Analysis of FET'S with Arbitrary Charge Distribution. In : IEEE Trans. Electron Devices, **Vol. ED-10**, 1, 1963.

[10] *Gibbons, J. F.* Range Distribution Theory and Experiments. In : Proc. IEEE, **Vol. 56** No. 3, 1968.

[11] * * * National Semiconductor Linear Data Book, 1980.

[12] *Solomon, J. E.* The Monolithic Op Amp : A Tutorial Study. In : *JEEE* J. Solid-State Circuits, **Vol. SC-9.** No. 6, 1974.

CZ: 621.867.2 :621.395.9

CANALE DE DIFUZIE
DEFECTE CRISTALOGRAFICE

Influenţa defectelor cristalografice asupra comportării tranzistoarelor de înaltă frecvenţă

DAN SACHELARIE, LUCIAN GĂLĂŢEANU, ALEXANDRA VIŞAN, MARIANA SACHELARIE, MARIANA DRĂGAN* — BUCUREŞTI

Introducere

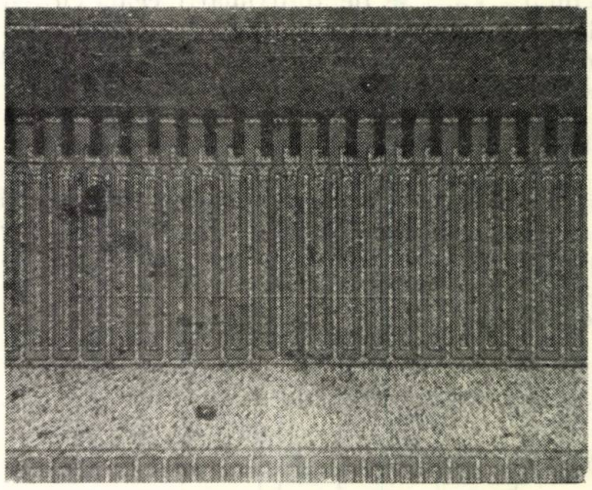
Randamentele de fabricaţie şi fiabilitatea tranzistoarelor de înaltă frecvenţă sînt puternic afectate de scurtcircuitarea emitorului la colector prin canale de difuzie [1—3]. Acestea reprezintă regiuni localizate de difuzie care conectează, prin baza de sub emitor, cele două joncţiuni ale dispozitivului.

1. Decorarea anodică

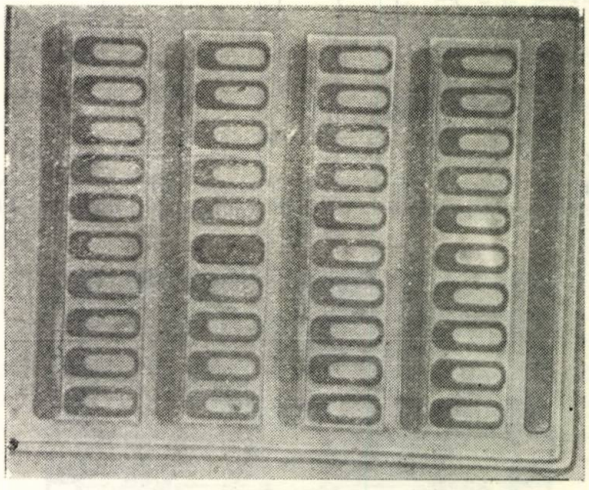
Localizarea pe plachetă a tranzistoarelor ce prezintă canale de difuzie se poate face prin metoda decorării anodice [4, 5]. În acest scop s-a realizat o instalaţie electrochimică de decorare la care catodul este din platină, anodul îl reprezintă placheta de siliciu, iar electrolitul este format dintr-o soluţie de 8% H_2SO_4. Metoda este nedistructivă şi se aplică după delimitarea contactelor de aluminiu. Anodul se conectează la o tensiune pozitivă de cîţiva volţi, astfel încît joncţiunea colector-bază să fie blocată. La un tranzistor cu canal de difuzie va exista o cale de trecere a curentului între emitor şi colector. Padul de aluminiu al emitorului se colorează astfel prin oxidarea anodică şi poate fi identificat prin examinarea ulterioară la microscop (fig. 1.a).

Într-o altă variantă a metodei decorării anodice, se pot folosi plachete după procesul de deschidere a ferestrelor de contact. Electrolitul este, de această dată, format dintr-o soluţie de 5% HF. Metoda este distructivă, pe suprafaţa emitorilor la dispozitivele cu canale formîndu-se un strat de siliciu amorf (fig. 1.b). După îndepărtarea produsului de reacţie, analiza la microscopul electronic a emitorilor decoraţi pune în evidenţă existenţa defectelor cristalografice în regiunile respective (fig. 2.a).

Folosirea unei metode complementare de caracterizare a tranzistoarelor cu canal de difuzie, respectiv corodarea chimică Sirtl, confirmă prezenţa defectelor în regiunea emitorilor. Printre defectele cristalografice, ce au putut fi identificate astfel drept cauze ale formării canalelor, au fost benzile de alunecare (fig. 2.b) şi defectele de împachetare (fig. 2.c).



a



b

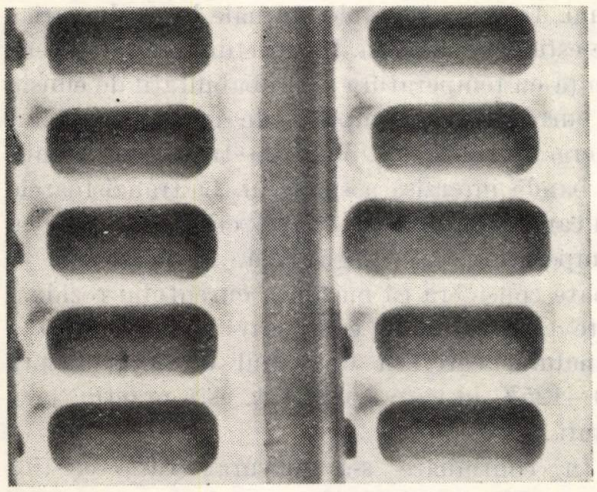
Fig. 1. a, b. Decorarea anodică a tranzistoarelor cu canal de difuzie : a) electrolit H_2SO_4 ; b) electrolit HF.

2. Analiza electrică

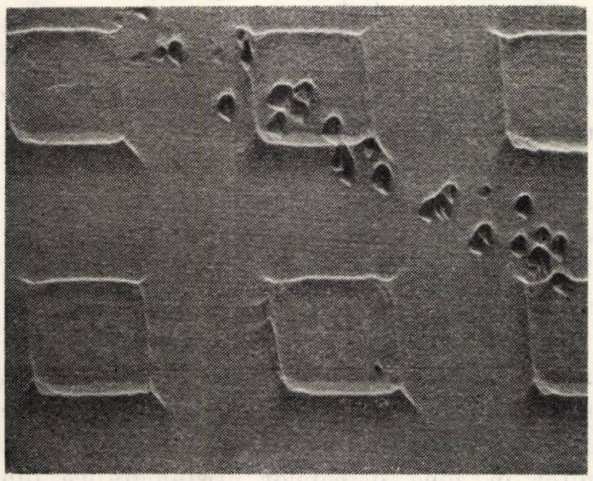
Există două tipuri de canale de difuzie, totale şi parţiale. Ele se pot diferenţia uşor după forma caracteristicilor de străpungere (fig. 3).

La tranzistoarele cu canal total caracteristica V_{CES} este, practic, rezistivă de la o tensiune $V = 0$. Caracteristica V_{CBO} are o dublă străpungere : prima coincide cu străpungerea joncţiunii emitor-bază ; a doua reprezintă străpungerea joncţiunii colector-bază. Între aceste

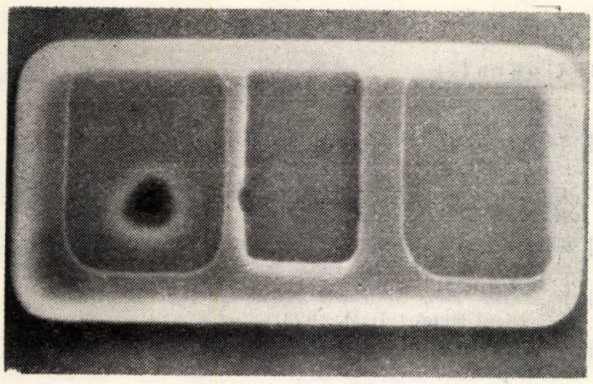
* Centrul de cercetare ştiinţifică şi inginerie tehnologică pentru semiconductoare-Bucureşti.



a



b



c

Fig. 2. a, b, c. Analiza prin microscopie electronică a defectelor cristalografice din regiunea emitorilor, la tranzistoare cu canal de difuzie: a) dislocaţie izolată; b) benzi de alunecare; c) defect de împachetare.

două puncte variaţia este ohmică, fiind dictată de rezistenţa canalului de difuzie.

În cazul tranzistoarelor cu canal parţial caracteristica V_{CES} devine rezistivă la o tensiune diferită de zero. Curba V_{CBO} are, de asemenea, o străpungere dublă; prima străpungere este mai mare decît V_{EBO} cu o valoare egală cu tensiunea de pătrundere a canalului. De remarcat că în ambele cazuri caracteristica emitor-bază este normală.

Canalele de difuzie conectează joncţiunile colector-bază şi emitor-bază. Din acest motiv toată, sau o parte din tensiunea aplicată între terminalele de colector şi bază, cu emitorul în gol, este regăsită pe joncţiunea emitorului.

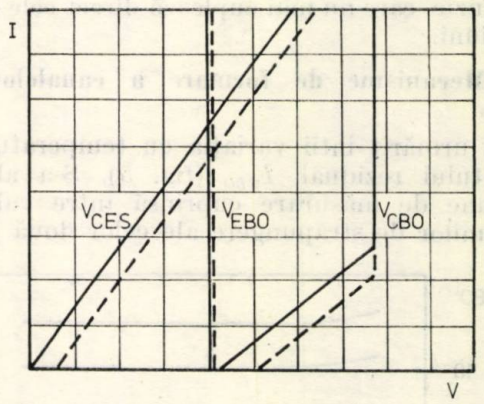
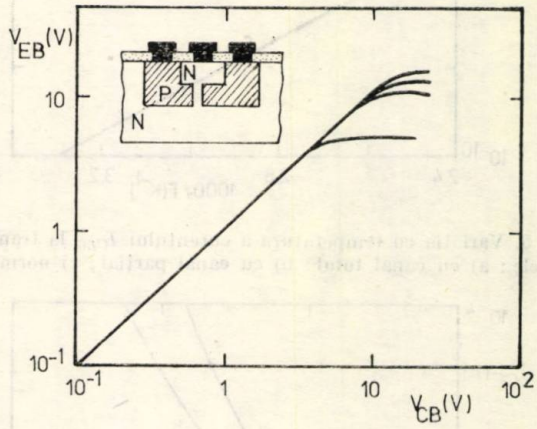
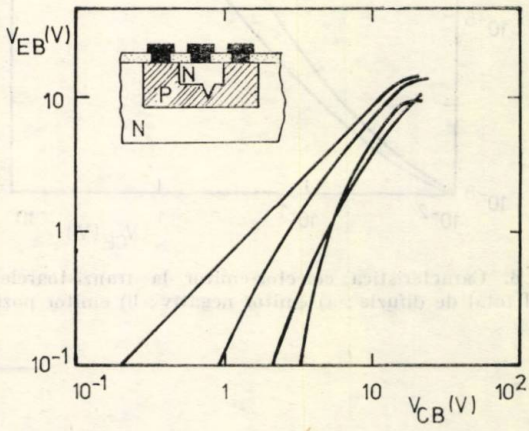


Fig. 3. Caracteristicile de străpungere la tranzistoarele cu canal total de difuzie (—) şi la cele cu canal parţial (— — —)



a



b

Fig. 4. a, b. Potenţialul flotant de emitor la tranzistoarele: a) cu canal total; b) cu canal parţial.

Astfel, la tranzistoarele din prima categorie (fig. 4.a) variaţia $V_{EB} = f(V_{CB})$ indică o liniaritate perfectă, potenţialul flotant al emitorului fiind egal cu cel aplicat pe colector. Curbele se saturează la o valoare egală cu tensiunea de străpungere V_{EBO}. Sîntem în cazul canalului total de difuzie. La tranzistoarele din grupa a doua (fig. 4.b) potenţialul flotant al emitorului este mai mic decît tensiunea V_{CB}. Acest lucru, precum şi dispersia mare a curbelor, sînt datorate adîncimii diferite a canalelor parţiale de difuzie, care nu mai cuplează direct cele două joncţiuni.

3. Mecanisme de formare a canalelor de difuzie

S-a urmărit întîi variaţia cu temperatura a curentului rezidual I_{CBO} (fig. 5). S-a ales o tensiune de măsurare cuprinsă între valorile tensiunilor de străpungere ale celor două joncţiuni. La tranzistoarele normale legea de variaţie este exponenţială. Ea este dictată de dependenţa cu temperatura a probabilităţii de emisie a purtătorilor şi implicit de poziţia nivelului energetic adînc introdus de trapa dominantă în banda interzisă a siliciului. La tranzistoarele cu canale de difuzie variaţia curentului I_{CBO} cu temperatura este neglijabilă. În acest caz se poate considera că mărimea curentului rezidual este controlată de conductivitatea electrică a canalului care, în domeniul de temperatură 30—125°C în care s-a lucrat, este practic constantă.

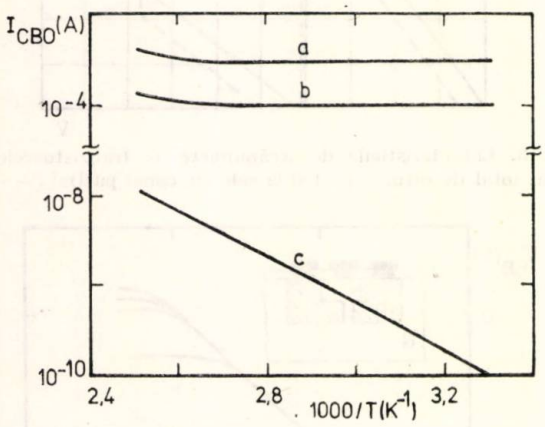


Fig. 5. Variaţia cu temperatura a curentului I_{CBO} la tranzistoarele : a) cu canal total ; b) cu canal parţial ; c) normale.

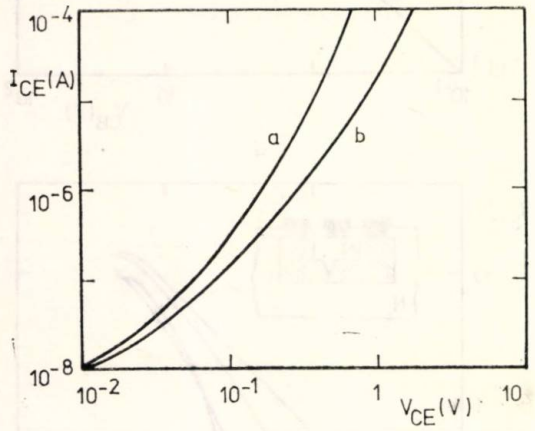


Fig. 6. Caracteristica colector-emitor la tranzistoarele cu canal total de difuzie : a) emitor negativ ; b) emitor pozitiv.

În continuare s-a măsurat caracteristica $I_{CE} = f(V_{CE})$ atît pentru o polarizare pozitivă a emitorului, cît şi pentru una negativă. Măsurătorile s-au făcut numai la tranzistoarele cu canal total. Din figura 6 se observă că cele două caracteristici diferă între ele. Canalul nu este format deci dintr-un precipitat metalic, situaţie în care caracteristica directă ar fi identică cu cea inversă. În plus, variaţia pantei caracteristicilor reflectă schimbarea rezistenţei canalului, ca urmare a modulării secţiunii acestuia cu tensiunea.

Rezultă astfel [6, 7] că mecanismul de formare a canalului nu este datorat unui proces de precipitare a impurităţilor metalice. El este rezultatul creşterii difuzivităţii dopantului de emitor în zona defectelor cristalografice din siliciu.

Bibliografie

[1] *Sachelarie, D., Postolache, C., Găiseanu F.* Studii şi Cercetări de Fizică, **vol. 28,** 1976, p. 1.

[2] *Barson, F.* IEEE Journal of Solid-State Circuits, **vol. SC-11,** 1976, p. 505.

[3] *Casey, J., Meredith, J.,* Oleszek, *G.* Journal of Electrochem. Soc., **vol. 129,** 1982, p. 354.

[4] *Kulkarni, M., Smith, P., James, G.,* Troutman, *H.* Technical Report IBM, 1973.

[5] *Seto, D., Barson, F., Duncan, B.* Semiconductor Silicon, 1973, p. 651.

[6] *Wang, A., Kakihana, S.* IEEE Trans. Electron Devices, **vol. 21,** 1974, p. 667.

[7] *Ashburn, P.* Solid-State Electronics, **vol. 22,** 1979, p. 987.

CZ 538.551 :621.395

CIRCUITE INTEGRATE MOS
SEM-CONTRAST DE POTENŢIAL

Mecanism de defectare pentru circuite integrate MMP 710

IULIA PROFETA, SIMONA PRISECARU, MARILENA DIJMĂRESCU* — BUCUREŞTI

În vederea eliminării defectelor infantile, circuitele integrate PMOS, selector cu opt canale, tip MMP-710 au fost supuse probei de funcţionare la temperatură. În urma probei a apărut ca defect tipic degradarea nivelului logic pe una din ieşirile circuitului. Lucrarea identifică mecanismul de defectare şi propune o metodă mai eficientă de screening referitoare la acest mecanism.

1. Manifestarea electrică a defectului

Degradarea nivelului logic pe una din ieşirile circuitului (O_7) a fost asociată, în cele mai multe cazuri, cu scăderea tensiunii de străpungere pe terminalul respectiv.

Tensiunea de străpungere între terminalul de ieşire şi substrat corespunde tensiunii de străpungere drenă-substrat pentru tranzistorul de ieşire avînd sursa conectată la substrat.

Din 19 circuite analizate, 12 au prezentat valori scăzute ale tensiunii de străpungere (aprox. 3,5 V pentru un curent de 1 μA, în comparaţie cu o valoare tipică de 35 V).

2. Analiza fizică a circuitelor şi identificarea mecanismului de defectare

Circuitele defecte au fost analizate cu SEM în contrast de potenţial static. Iniţial, circuitele au fost depasivate, iar analiza cu SEM s-a efectuat la tensiune mică de accelerare (V_{acc} = = 2 kV). Prezentăm rezultatele obţinute pe un circuit defect tipic în comparaţie cu un circuit bun, polarizat în aceleaşi condiţii.

Am ales pentru prezentare polarizarea circuitelor în două configuraţii de stări logice pentru care ieşirea O_2 se situează la nivel 0 sau 1.

S-au realizat configuraţiile corespunzătoare transmisiei semnalului pe canalul 6, respectiv 7. Imaginile obţinute sînt prezentate în figurile 1 (A, B) şi 2 (A, B).

Figurile 1A şi 2A prezintă cele două configuraţii logice pentru circuitul bun şi au fost folosite drept referinţă în studierea comportării circuitelor defecte.

Comparînd figurile 1B şi 2B cu 1A şi 2A se observă că la ieşirea O_2 nu există nivelul logic corespunzător referinţei.

Imaginile sus-amintite arată că porţile celor două tranzistoare de pe ieşirea O_2 se polarizează la un potenţial intermediar (−3,6 V).

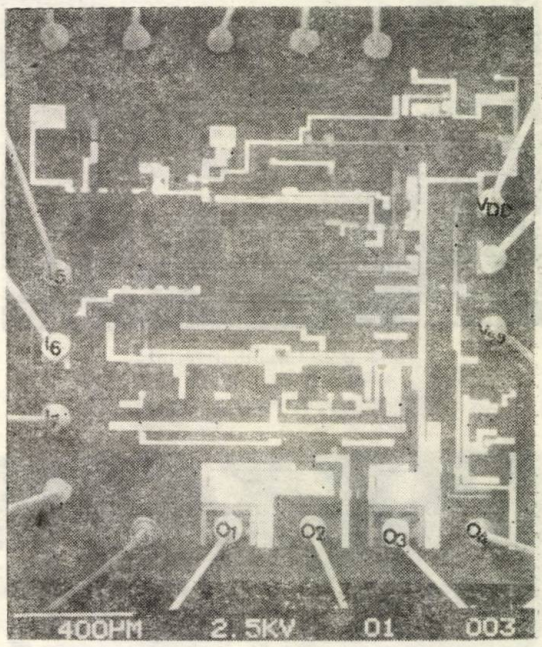


Fig. 1A. Circuitul referinţă
V_{DD} = −29 V; I_6 — stare 1 (la V_{DD}); O_1 — stare 1; O_2 — stare 0; O_3 — stare 1

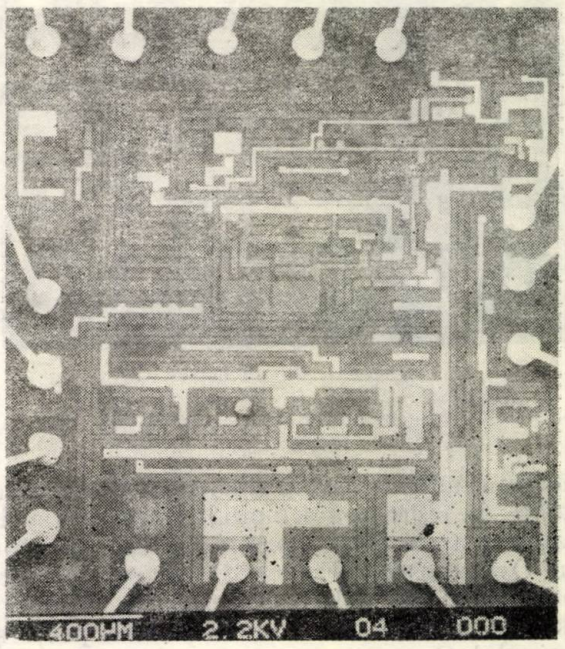


Fig. 1B. Circuit defect
V_{DD} = −29 V; I_6 — stare 1 (la V_{DD}); O_1 — stare 1; O_3 — stare 1; O_2 — cu nivel logic degradat faţă de referinţă.

* Intreprinderea Microelectronica-Bucureşti.

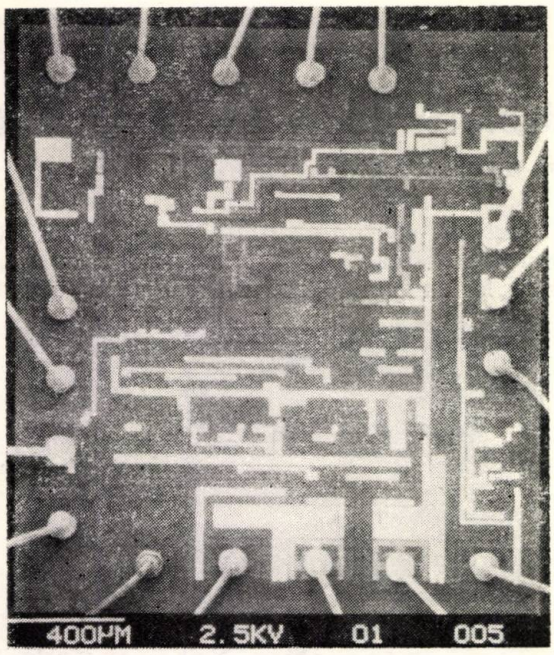


Fig. 2A. Circuit referinţă
$V_{DD} = -29$ V; I_7 — stare 1 (la V_{DD});
O_1 — stare 0; O_2 — stare 1; O_3 — stare 1.

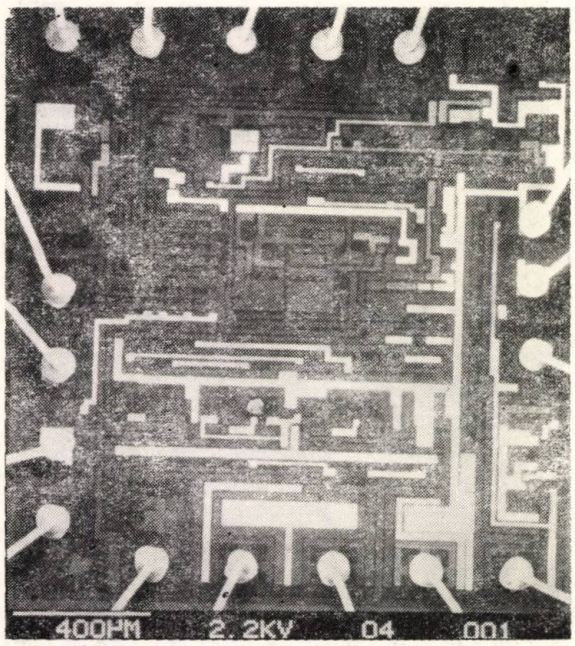


Fig. 2B. Circuit defect
$V_{DD} = -29$ V; I_7 — stare 1 (la V_{DD});
O_1 — stare 0; O_3 — stare 1; O_2 — cu nivel logic degradat.

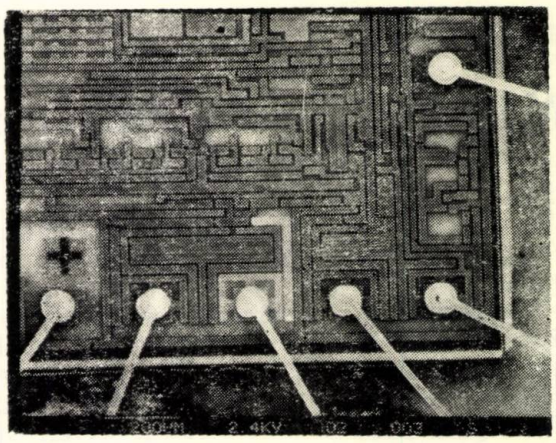


Fig. 3B. Polarizare O_2 — substrat (−3,6V).

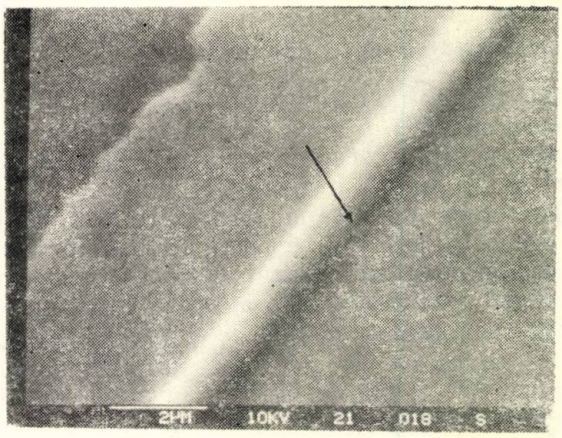


Fig. 4B. Pinhol în oxid subţire peste difuzia p^+, la baza treptei de oxid (circuitul B, ieşirea O_2).

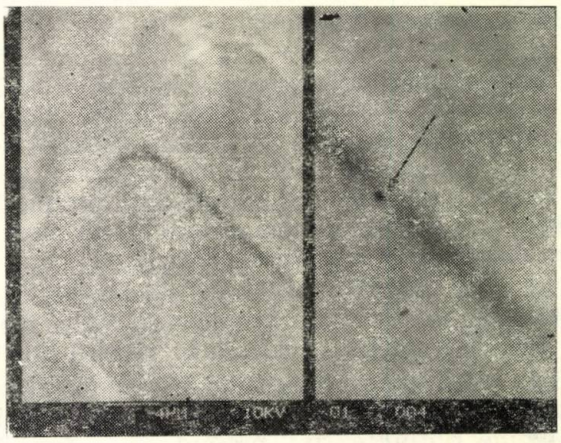


Fig. 5B. Pinhol în oxidul subţire al circuitului B (ieşirea O_2).

Defectul fiind localizat în zona celor două tranzistoare de ieşire, s-a schimbat configuraţia de polarizare a circuitului prin aplicarea tensiunii între O_2 şi substrat. Figura 3B, corespunzătoare acestui mod de polarizare, pune în evidenţă existenţa a două scurtcircuite între porţi şi terminalul O_2.

Scurtcircuitele poartă-drenă, puse în evidenţă prin contrast de potenţial au fost confirmate prin examinarea cu SEM a suprafeţei oxidului subţire în zona difuziei p^+. Examinarea metalizării porţilor nu a pus în evidenţă zonele defecte. Pentru evidenţierea unor eventuale pinholuri în oxidul subţire, responsabile de scurtcircuitele observate, s-a utilizat tehnica decorării cu Cu.

Figura 4B şi 5B prezintă existenţa pinholurilor în oxidul subţire, peste difuzia p, pentru

circuitul defect analizat anterior, fiecare pinhol fiind în cîte o poartă.

Toate pinholurile observate au fost de dimensiuni reduse (mai mici de 0,5 μ) şi dispuse aleator, ceea ce a exclus existenţa unui defect de mască.

3. Concluzii

Proba de screening a constat într-un stress temperatură-tensiune. Mecanismul de defectare principal a fost existenţa pinholurilor în oxidul de poartă. Degradarea preferenţială a ieşirii O_2 s-a datorat faptului că a fost lăsată neconectată în timpul probei şi a fost singura ieşire ciclată între stările 1 şi 0 prin acţionarea alternantă a intrărilor I_5 şi I_7. Retestări ulterioare au dovedit că durata probei nu a fost suficientă pentru îndepărtarea dispozitivelor cu acest defect.

CZ 621.385

TRANZISTOR MOS CU CANAL LUNG
REGIM STATIC

Regimul static al tranzistoarelor MOS cu canal lung neuniform

MIHAI-DAN STIRIU, ALBIAN RUSU*, ALEXANDRU FĂDESCU** — BUCUREŞTI

Introducere

Analiza unor dispozitive funcţionale MOS a impus studierea tranzistoarelor MOS cu canal lung în condiţii de variaţie de-a lungul canalului a următoarelor mărimi:

— concentraţia de impurităţi din substrat,
— potenţialul porţii şi
— lăţimea canalului/porţii,

precum şi a celorlalţi parametri care depind de aceste mărimi.

Lucrările cunoscute pînă acum au tratat separat unele probleme cum sînt variaţia concentraţiei de impurităţi în substrat [1, 2, 3] sau efectul unei distribuţii liniare a potenţialului porţii [4], folosind modele simplificate.

Descrierea tranzistorului MOS cu canal lung în condiţii de neuniformitate longitudinală se face în regim static, pentru regiunea cvasiliniară a caracteristicilor. S-au folosit două metode care se deosebesc prin aplicarea criteriului precizie × timp de calcul. Prima metodă este bazată pe modelul distribuit al tranzistorului MOS, iar a doua este o metodă matematică. Aplicarea celor două metode se face prin două programe, scrise în limbajul FORTRAN pentru calculatoare de tip Felix. Această analiză poate fi aplicată şi pentru dispozitive şi circuite integrate MOS cunoscute, cum sînt DMOS, VMOS, CCD sau linii de transmisie MOS.

1. Modelul distribuit

Aplicarea acestui model la studiul unui tranzistor MOS a fost descrisă pentru prima dată în lucrarea [5], referitoare la dispozitive avînd gradient longitudinal al concentraţiei de impurităţi în substrat. În cazul de faţă, structurile au în plus poartă neechipotenţială şi lăţimea canalului variabilă (fig. 1, a). Principiul metodei constă în divizarea structurii în n tranzistoare elementare, fiecare tranzistor elementar (i) avînd tensiunea pe poartă, lăţimea canalului şi concentraţia de impurităţi din substrat constante. Aceste valori constante rezultă din medierea mărimilor respective pe intervalul lungimii L_i a canalului (fig. 1, b, c, d).

Pentru fiecare tranzistor elementar, curentul de drenă se poate exprima prin relaţia [6]:

$$I_D = \frac{\beta_i}{2}\,[F_i(V_{Gi}, V_i) - F_i(V_{Gi}, V_{i+1})], \qquad (1)$$

unde

$$\beta_i = \frac{\mu_{ni}\,\varepsilon_{ox}\,W_i}{t_{ox}L_i} \qquad (2)$$

şi

$$F(V_{Gi}, V) = (V_{Gi} - V_{TXi} - V)^2 - \left(\frac{4}{3}K_i\right)(V + 2\Phi_{Fi})^{3/2}, \qquad (3)$$

(notaţiile sînt făcute conform uzanţelor generale [6]).

Scrierea expresiei curentului sub forma (1) prezintă avantajul simetriei şi compactităţii, reducînd aplicarea modelului distribuit la rezolvarea unui sistem de ecuaţii. Numărul ecuaţiilor în sistem este dat de numărul n al tranzistoarelor elementare considerate.

Caracteristica statică a dispozitivului MOS global rezultă din rezolvarea sistemului de

* Institutul politehnic-Bucureşti.
** Centrul de organizare şi cibernetică în construcţii-Bucureşti.

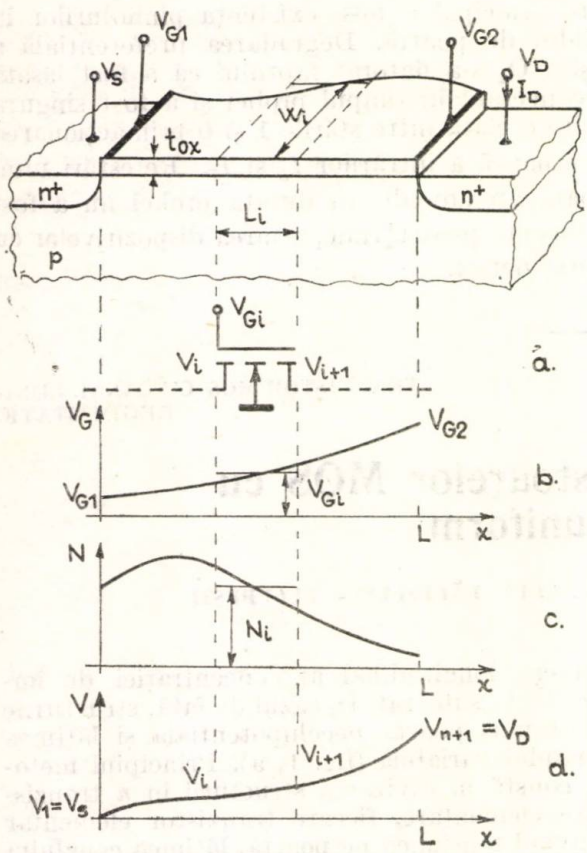


Fig. 1. Modelul distribuit; a) secţiune prin structură; b) distribuţie de potenţial pe poartă; c) concentraţia de impurităţi de-a lungul canalului; d) potenţialul suprafeţei semiconductorului între sursă şi drenă.

ecuaţii de tip (1), unde $i = 1, n$, cu condiţia $V_1 = V_S$ (la sursă). Rezolvarea constă în determinarea potenţialului drenei tranzistorului elementar (V_{i+1}) funcţie de potenţialul sursei (V_i), pentru un curent I_D dat şi pentru distribuţii date pentru V_G, W, N şi μ_n. Ultimul potenţial calculat (V_{n+1}) este potenţialul drenei tranzistorului global (V_D).

Modelul descris mai sus este valabil, pentru fiecare tranzistor elementar în parte, doar în condiţiile de existenţă a canalului pe toată lungimea sa. Dacă se notează cu V_{TS} şi V_{TD} tensiunile de prag la sursă, respectiv, drenă, se impun condiţiile:

$$V_{Gi} \geqslant V_{TS} \text{ şi } V_{Gi} \geqslant V_{TD}, \tag{4}$$

unde

$$V_{TS} = V_i + V_{TXi} + K_i(2\Phi_{Fi} + V_i)^{1/2}; \tag{5}$$

$$V_{TD} = V_{i+1} + V_{TXi} + K_i(2\Phi_{Fi} + V_{i+1})^{1/2}. \tag{6}$$

Domeniul de polarizare care asigură existenţa canalului de la sursă la drenă (regim cvasiliniar) poate fi exprimat în termeni de tensiune de denă. Dacă se notează cu V_{DPi} tensiunea de drenă începînd de la care tranzistorul este saturat, prin dezvoltări simple rezultă relaţia:

$$V_{DPi} = -2\Phi_{Fi} + \left[-\frac{K_i}{2} + \left(\frac{K_i^2}{4} + V_{Gi} - V_{TXi} + 2\Phi_{Fi}\right)^{1/2}\right]^2 \tag{7}$$

şi, corespunzător acesteia, curentul de saturaţie

$$I_{DSSi} = \frac{\beta_i}{2}\,[F_i(V_{Gi}, V_i) - F_i(V_{Gi}, V_{DPi})]. \tag{8}$$

Relaţiile de mai sus au fost utilizate pentru întocmirea unui program de calcul.

2. Modelul matematic

Modelul matematic se bazează pe ecuaţia diferenţială binecunoscută a tranzistorului MOS [6], ţinînd cont de toate mărimile variabile în lungul canalului:

$$\frac{dV}{dx} = f(x, V) = \frac{I_D}{W(x)\mu_n(x)C_{ox}} \times \frac{1}{V_G(x) - V_{TX}(x) - V(x) - K(x)\sqrt{V(x) + 2\Phi_F(x)}}. \tag{9}$$

Chiar în condiţiile unor forme simple pentru funcţiile implicate (de exemplu, variaţie liniară), rezolvarea analitică a acestei ecuaţii este dificilă, dacă nu imposibilă. În aceste condiţii s-a impus rezolvarea numerică, cea mai convenabilă fiind o metodă de tip Runge-Kutta, adaptată cerinţelor cazului studiat [7].

Limita regimului cvasiliniar se obţine în momentul stabilirii condiţiei

$$dI_D/dV_D|_{V_D = V_{DPi}} = 0. \tag{10}$$

Problema preciziei calculului s-a rezolvat printr-o alegere iniţială a pasului de integrare, convenabilă din punctul de vedere al timpului de calcul, efectuarea unui test de precizie şi eventuala micşorare a pasului.

3. Comparaţie între cele două programe de analiză

Pentru a compara cele două programe descrise anterior prin modelele folosite, s-au efectuat rulări de test, pentru aceeaşi configuraţie de tranzistor, rezultînd datele din tabelul nr. 1.

Au fost trase următoarele concluzii privind utilizarea acestor programe:

Tabelul 1

Comparaţie pe criteriul precizie × timp a celor două programe de analiză

Criteriul	Modelul distribuit	Modelul matematic
Număr de paşi	10	1000
Precizie (din eroarea metodei)	1 %	oricît de bună, limitată de numărul de paşi
Timp U.C.	20 secunde	10 minute

— programul bazat pe modelul distribuit prezintă avantaje atunci cînd trebuie analizate mai multe configuraţii, aflate în mai multe situaţii de polarizare;

— programul bazat pe modelul matematic este convenabil analizei detaliate a unor structuri cu geometrie mai complicată, pentru care însă se aplică mai puţine situaţii de polarizare.

4. Rezultate

Două exemple de aplicare a programelor descrise mai sus sînt prezentate în figurile 2 şi 3.

În figura 2 sînt reprezentate caracteristicile statice de ieşire pentru un tranzistor MOS avînd datele: $N_A = 10^{15}$ cm^{-3} (constant); $W = 10$ μm (constant); $L = 200$ μm; $t_{ox} = 0{,}1$ μm, care prezintă o variaţie liniară a tensiunii pe poartă: $V_{G1} = 3$ V (constant) şi $V_{G2} = 1 \ldots 10$ V.

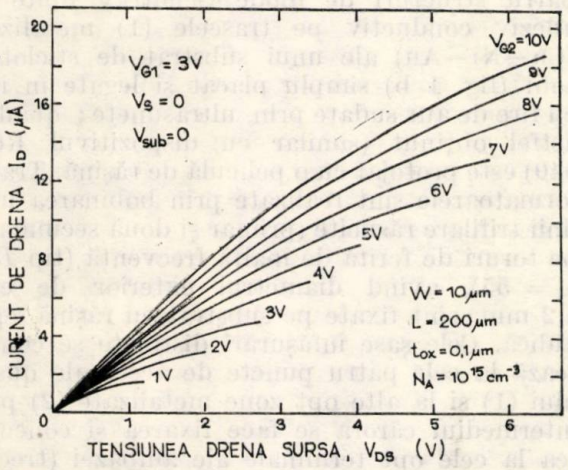


Fig. 2. Caracteristicile de ieşire pentru un tranzistor MOS cu poartă neechipotenţială.

În figura 3 se prezintă, suprapuse, caracteristicile statice de ieşire pentru trei tranzistoare MOS care prezintă o geometrie variabilă a porţii/canalului (datele constructive şi de polarizare sînt prezentate în interiorul figurii).

În amîndouă situaţiile prezentate se poate remarca posibilitatea variaţiei în limite largi a caracteristicilor statice şi, implicit, dinamice (de exemplu, panta). Această variaţie poate fi

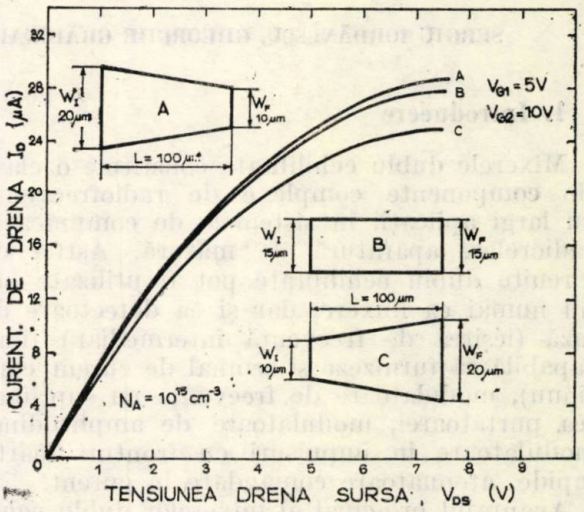


Fig. 3. Caracteristicile statice de ieşire pentru un tranzistor MOS cu geometrie variabilă a porţii.

realizată constructiv (prin efectul distribuţiei neuniforme a concentraţiei de impurităţi şi a geometriei porţii) sau prin programare electrică (controlul distribuţiei de potenţial pe poartă).

5. Concluzii

Pe baza a două metode, model distribuit şi model matematic, s-au scris două programe de calcul. Programul bazat pe modelul distribuit are avantajul unui timp scurt de execuţie şi dă posibilitatea unei descrieri analitice în interiorul tranzistorului elementar. El necesită însă alegerea, iniţială, de către utilizator a lungimii tranzistoarelor elementare. Programul bazat pe modelul matematic este mai simplu, are o precizie ridicată, dar necesită un timp mai lung de execuţie.

Primele rezultate obţinute indică posibilitatea varierii în limite largi şi prin metode diverse a caracteristicilor statice şi de regim dinamic ale tranzistoarelor MOS cu canal lung neuniform.

Bibliografie

[1] *Rodgers, T. S., Asai, S., Pocha, M. D., Dutton, R. W. Meindl, J. D.* IEEE Transactions Journal on Solid-State Circuits, **10**, (1975), p. 322.

[2] *Chang Lin, H., Jones, W. N.* IEEE Transactions on Electron Devices, **20**, (1973), p. 273.

[3] *Rusu, A., Olariu, M.* Polytechnical Institute Bulletin, Bucharest, **42** (1980), p. 31.

[4] *Vishwanatha, K. V. Satyam, M.* IEEE Transactions on Electron Devices, **26** (1979), p. 1102.

[5] *Rusu, A., Olariu. M., Bădilă, M.* International Journal of Electronics, **52** (1982), p. 313.

[6] *Pao, H. C., Sah, C. T.* Solid-State Electronics, **9** (1966), p. 927.

[7] *Ixaru, L. Gr.* Metode numerice pentru ecuaţii diferenţiale cu aplicaţii, Ed. Academiei RSR, Bucureşti, 1979.

CZ 681.37.029.6

MIXERE DE RADIOFRECVENŢĂ
MĂSURĂTORI

Mixere dublu echilibrate pentru banda VHF—UHF

SERGIU IORDĂNESCU, GHEORGHE GRĂDINARU, GHEORGHE SAJIN, ANTONIE CORÎCI* – BUCUREŞTI

1. Introducere

Mixerele dublu echilibrate constituie o clasă de componente complexe de radiofrecvenţă cu largi aplicaţii în sistemele de comunicaţii, radiorelee, aparatură de măsură. Astfel de circuite dublu echilibrate pot fi utilizate [1] nu numai ca mixere, dar şi ca detectoare de fază (ieşirea de frecvenţă intermediară fiind capabilă să furnizeze şi semnal de curent continuu), modulatoare de frecvenţă cu suprimarea purtătoarei, modulatoare de amplitudine, modulatoare în impulsuri cu fronturi foarte rapide, atenuatoare comandate în curent.

Avantajul principal al mixerelor dublu echilibrate asupra altor tipuri de mixere constă în asigurarea unei bune izolări între cele trei porţi, ceea ce permite funcţionarea într-o bandă foarte largă de frecvenţă deoarece nu mai sînt necesare filtre de rejecţie a semnalelor de intrare.

2. Schema de principiu şi tehnologia de realizare

Schema unui mixer dublu echilibrat este prezentată în figura 1 a. El este alcătuit din patru diode Schottky conectate în inel, punctele de conexiune între diode fiind legate la înfăşurările secundare (dispuse în serie) ale unor transformatoare de bandă largă.

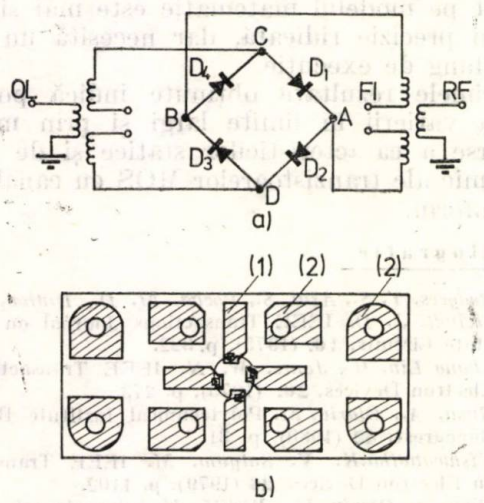


Fig. 1 a — Schema de principiu a unui mixer dublu echilibrat; b — configuraţia de metalizare a substratului şi de conectare a structurilor de diode Schottky la mixerele de tip MDE.

Presupunînd că cele două secţiuni ale fiecărei înfăşurări secundare sînt identice şi că toate diodele au aceleaşi caracteristici electrice, se observă că potenţialele induse în punctele A şi B de către semnalul aplicat la poarta de oscilator local (OL) sînt egale (şi egale cu potenţialul punctului median al secundarului transformatorului de la poarta OL), deci nu apare semnal pe secundarul transformatorului de la poarta de radiofrecvenţă (RF) şi, ca urmare, există izolare între porţile RF şi FI şi poarta OL; aceleaşi consideraţii sînt valabile şi pentru punctele C şi D în raport cu semnalul aplicat la poarta RF, deci există izolare între porţile RF şi OL; datorită simetriei secţiunilor secundare ale transformatoarelor rezultă izolare între porţile RF şi FI. Valoarea izolărilor este limitată de diferenţele ce există între caracteristicile curent-tensiune în conducţie directă ale diodelor şi între capacităţile joncţiunilor, de asimetriile între secţiunile secundare ale transformatoarelor, de capacităţile parazite între înfăşurări şi între terminale. Frecvenţa de lucru este limitată superior atît de capacităţile parazite cît şi de reducerea permeabilităţii magnetice a miezului de ferită al transformatoarelor.

Pentru realizarea mixerelor [2] se folosesc patru structuri de diode Schottky lipite cu adeziv conductiv pe traseele (1) metalizate (Cu—Ni—Au) ale unui substrat de sticlotextolit (fig. 1 b) simplu placat şi legate în inel cu fire de aur sudate prin ultrasunete; quad-ul astfel obţinut (similar cu dispozitivul ROV 540) este protejat cu o peliculă de răşină. Transformatoarele sînt realizate prin bobinarea unei linii trifilare răsucite (primar şi două secundare) pe toruri de ferită de înaltă frecvenţă (tip $D5$; $\mu_i = 55$), avînd diametrul exterior de cca. 4,2 mm; sînt fixate pe substrat cu răşină epoxidică. Cele şase înfăşurări distincte se conectează la cele patru puncte de acces ale quadului (1) şi la alte opt zone metalizate (2) prin intermediul cărora se face fixarea şi conectarea la cele opt terminale ale ambazei (treceri metal-sticlă). Legarea în serie a secţiunilor secundare — pentru obţinerea prizelor mediane — se efectuează în exterior, în circuitul în cadrul căruia este utilizat mixerul.

Întregul ansamblu al mixerului este protejat şi ecranat cu un capac metalic lipit pe ambază. Capsula este similară tipului de capsulă RH al firmei ANZAC.

* Centrul de cercetare ştiinţifică şi inginerie tehnologică pentru semiconductoare-Bucureşti.

3. Rezultate experimentale

Au fost realizate două tipuri de mixere dublu echilibrate pentru gamele de frecvenţă 10—250 MHz (tip MDE-100) şi 50—500 MHz (tip MDE-300). În ambele variante se folosesc aceleaşi structuri de diode Schottky (ROD 01), deosebirea constînd în numărul de spire bobinate pe torurile de ferită; acest număr se alege astfel încît să asigure capacităţi parazite cît mai mici între înfăşurări şi între spire — pentru ridicarea limitei superioare a benzii de frecvenţe — precum şi reactanţe suficient de mari — care să permită un cuplaj corespunzător al semnalelor de *OL* şi *RF* la quad-ul de diode Schottky la frecvenţele inferioare din banda de lucru (pentru frecvenţele joase este necesar un număr mai mare de spire).

Ambele tipuri de mixere pot lucra atît în regim coborîtor de frecvenţă, *RF* fiind poartă de intrare şi *FI* de ieşire, cît şi ridicător de frecvenţă, rolurile celor două porţi fiind inversate.

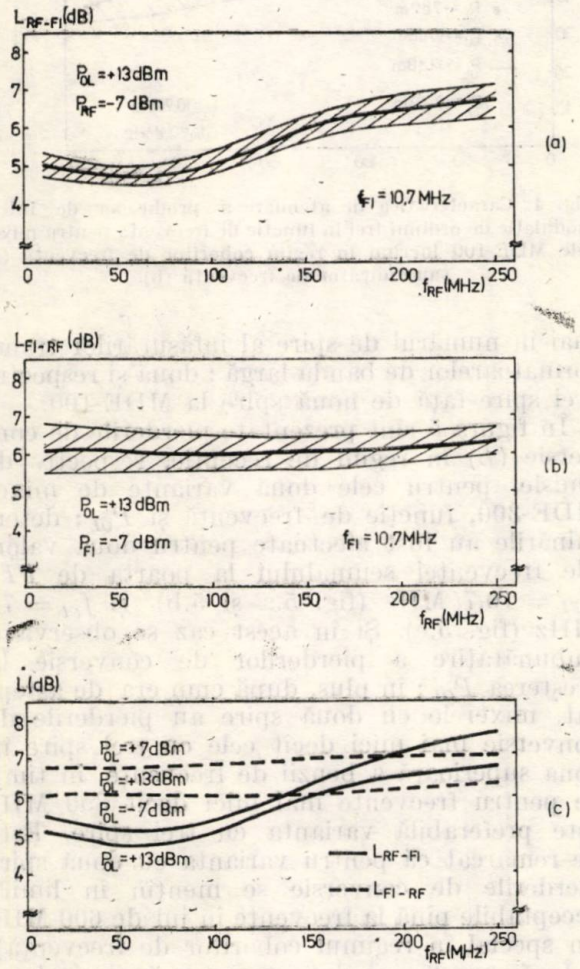


Fig. 2. Caracteristici: pierderi de conversie — frecvenţă pentru mixerele MDE — 100.

În figura 2 a şi 2 b sînt date valorile tipice funcţie de frecvenţă ale pierderilor de conversie (L) în ambele regimuri de lucru, pentru $P_{OL} = +13$ dBm, precum şi domeniul de variaţie al acestui parametru (zona haşurată) pentru un lot de 100 mixere MDE-100; în figura 2 c sînt prezentate pierderile de conversie pentru cele două valori ale puterii semnalului aplicat la poarta de *OL* (+7 dBm şi +13 dBm). Se constată o scădere a pierderilor de conversie cu creşterea puterii de *OL* deoarece diodele intră mai puternic în conducţie directă şi astfel scade rezistenţa lor dinamică. Se observă însă că pentru $P_{OL} > +13$ dBm îmbunătăţirea nu mai este atît de evidentă (diodele Schottky lucrează deja în zona liniară a caracteristicii curent-tensiune în conducţie directă).

Determinările au fost efectuate într-un sistem de măsură cu impedanţa caracteristică de 50 ohmi, puterea semnalului la intrare fiind $P_{RF} = P_{FI} = -7$ dBm; frecvenţa la poarta de *FI* a fost menţinută la valoarea $f_{FI} = 10{,}7$ MHz, cu $f_{OL} = f_{RF} + f_{FI}$.

În figura 3 sînt prezentate izolările (I) între porţile de interes şi domeniile de variaţie a izolărilor în funcţie de frecvenţă pentru acelaşi lot de 100 de mixere MDE-100. Interesează izolările între poarta de *OL* şi porţile de *RF*, respectiv *FI* şi izolarea între porţile de *RF* şi *FI*. Izolările sînt limitate, în principiu, de capacităţile parazite ce apar între zonele metalizate de pe substrat corespunzătoare porţilor mixerului, între terminalele respective ale ambazei şi între înfăşurările fiecărui transformator de bandă largă. Într-adevăr se observă că izolarea este maximă între porţile de *OL* şi *RF* (zonele metalizate şi terminalele respective dispuse la extremităţi deci la distanţă maximă, iar înfăşurările corespunzătoare sînt înfăşurări primare bobinate pe toruri diferite), în timp ce între porţile de *RF* şi *FI* izolarea este minimă (zonele metalizate, respectiv terminalele corespunzătoare acestor porţi sînt situate în imediată apropiere, iar înfăşurările sînt bobinate pe acelaşi tor de ferită).

Deoarece nu există o variaţie monotonă a izolărilor în funcţie de puterea semnalului aplicat la poarta de *OL*, determinările au fost efectuate la $P_{OL} = +13$ dBm, valoarea optimă din punct de vedere al pierderilor de conversie. Totuşi se poate afirma că, în medie, se înregistrează o oarecare înrăutăţire a izolărilor cu creşterea P_{OL}, fapt explicabil prin creşterea abaterilor de împerechere a diodelor în urma intrării lor mai puternic în conducţie.

Utilizînd o metodă de măsură a pierderilor de reflexie („return-loss"), s-au determinat valorile raportului de undă staţionară în tensiune (VSWR) la fiecare poartă, funcţie de frecvenţă şi de P_{OL}. S-au obţinut valori tipice ale VSWR la poarta de *RF* mai mici decît 1,4 în banda 35—200 MHz şi mai mici decît 2

în banda 15—250 MHz, pentru $P_{OL} = +13$ dBm; valorile VSWR la porţile de *OL* şi *FI* sînt mai bune decît 2 în banda 10—180 MHz şi sub 2,5 pînă la 250 MHz. Reducerea P_{OL} determină o reducere a VSWR la poarta de *OL* şi o uşoară înrăutăţire a valorilor VSWR la porţile de *RF* şi *FI*.

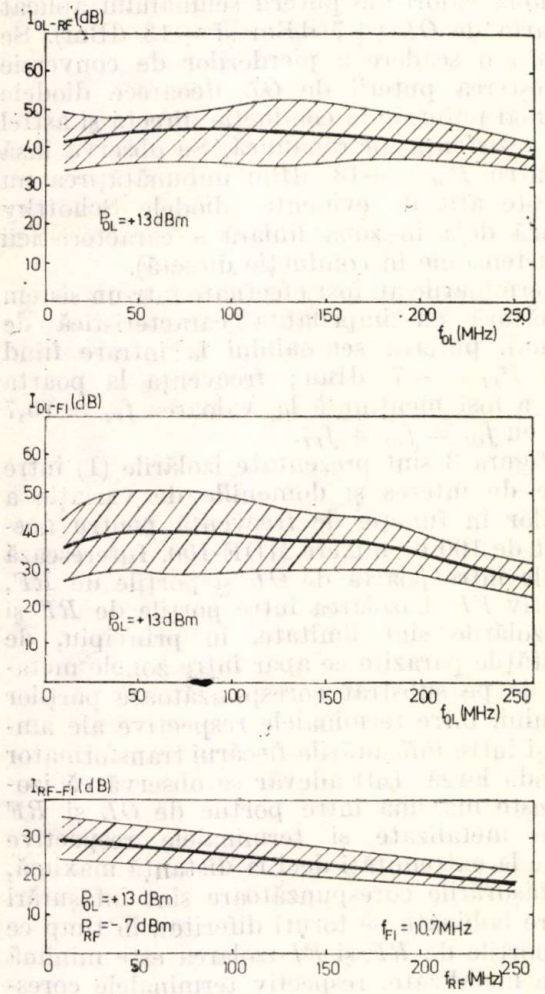


Fig. 3. Variaţia izolărilor în funcţie de frecvenţă pentru mixerele MDE-100.

În figura 4 sînt prezentate rezultatele măsurătorilor efectuate asupra aceluiaşi lot de mixere MDE-100 pentru ambele regimuri de lucru în ceea ce priveşte produsele de intermodulaţie de ordinul trei (PIM 3) pentru două semnale de frecvenţe apropiate ($\Delta f = 0{,}1$ MHz) şi amplitudini egale (−7 dBm). S-au determinat şi produsele de intermodulaţie de ordinul cinci (PIM 5), atenuarea acestora faţă de semnalul util fiind cu 15 dB mai mare decît cea a PIM 3, la $P_{OL} = +13$ dBm.

Se constată că în regim de emisie, atenuarea PIM 3 se îmbunătăţeşte (creşte) la scăderea P_{OL}, dar trebuie remarcat faptul că sub $P_{OL} = +10$ dBm PIM 5 devin comparabile cu PIM 3, la $P_{OL} = +7$ dBm atenuarea PIM 5 fiind cu numai 3—4 dB mai mare decît cea a PIM 3.

Pentru benzi superioare de frecvenţă s-au realizat două variante de mixere tip MDE-300, diferenţa faţă de tipul MDE-100 constînd nu-

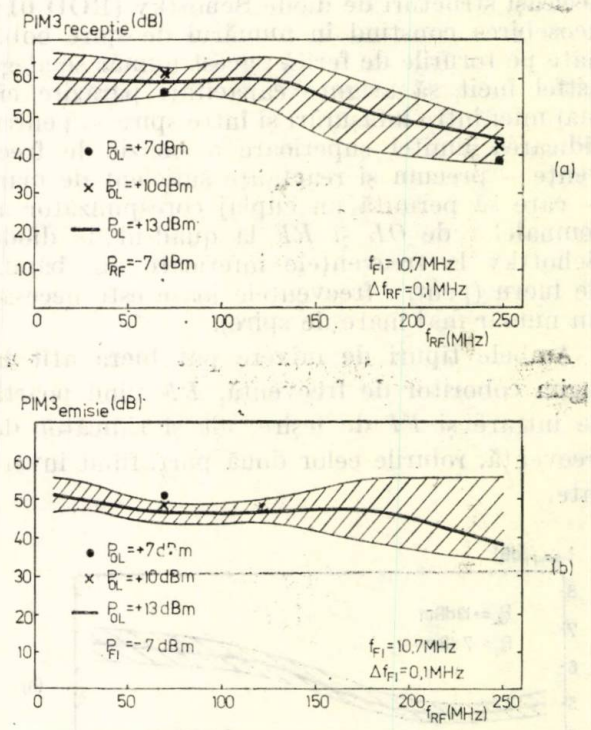


Fig. 4. Caracteristica de atenuare a produselor de intermodulaţie de ordinul trei în funcţie de frecvenţă pentru mixerele MDE-100 lucrînd în regim coborîtor de frecvenţă (a) sau ridicător de frecvenţă (b).

mai în numărul de spire al înfăşurărilor transformatoarelor de bandă largă: două şi respectiv trei spire faţă de nouă spire la MDE-100.

În figura 5 sînt prezentate pierderile de conversie (*L*) în regim de recepţie, respectiv de emisie, pentru cele două variante de mixer MDE-300, funcţie de frecvenţă şi P_{OL}; determinările au fost efectuate pentru două valori ale frecvenţei semnalului la poarta de *FI*: $f_{FI} = 10{,}7$ MHz (fig. 5.a şi 5.b) şi $f_{FI} = 70$ MHz (fig. 5.c). Şi în acest caz se observă o îmbunătăţire a pierderilor de conversie la creşterea P_{OL}; în plus, după cum era de aşteptat, mixerele cu două spire au pierderile de conversie mai mici decît cele cu trei spire în zona superioară a benzii de frecvenţe, în timp ce pentru frecvenţe mai mici decît 350 MHz este preferabilă varianta cu trei spire. Este de remarcat că pentru varianta cu două spire pierderile de conversie se menţin în limite acceptabile pînă la frecvenţe în jur de 600 MHz (în special în regimul coborîtor de frecvenţă).

În figura 6 sînt date caracteristicile izolare-frecvenţă între porţile de interes, la $P_{OL} = +13$ dBm. Se constată că varianta cu două spire are performanţe de izolare satisfăcătoare

în banda 50—550 MHz, faţă de 50—410 MHz pentru varianta cu trei spire.

Măsurătorile de raport de undă staţionară în tensiune (VSWR) pun în evidenţă faptul că cele două variante de mixer MDE-300 nu lucrează corespunzător sub 50 MHz, zonă în

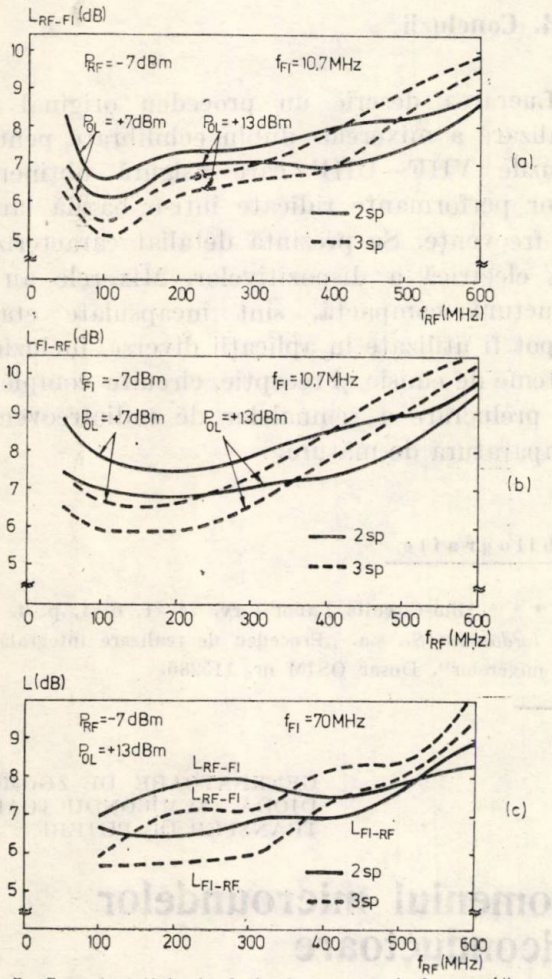


Fig. 5. Caracteristici pierderi de conversie-frecvenţă pentru două variante de mixere MDE-300.

care valorile VSWR depăşesc nivelele acceptabile. Din punctul de vedere al raportului de undă staţionară, la $P_{OL} = +13$ dBm, varianta de mixer cu două spire are banda de lucru limitată inferior la cca. 80 MHz (sub această frecvenţă valorile VSWR la porţile de *RF* şi *OL* devin mai mari de 2,5), în timp ce pentru varianta cu trei spire nu se depăşeşte valoarea 2,1 la $f = 50$ MHz. În extremitatea superioară a benzii, la $P_{OL} = +13$ dBm, VSWR la poarta de *RF* nu depăşeşte 2,5 pentru frecvenţe sub 485 MHz (la structurile cu două spire) şi respectiv 465 MHz (pentru structurile cu trei spire). La frecvenţa de 525 MHz raportul de undă staţionară în tensiune pentru structura cu două spire este 3 iar la frecvenţa de 500 MHz se găseşte acelaşi VSWR pentru structura cu trei spire. VSWR la poarta de *OL* este mai mic ca 3 sub 490 MHz şi mai mic decît 2,5 la frecvenţe sub 420 MHz, pentru ambele variante. În ceea ce priveşte VSWR la poarta de *OL*, banda de frecvenţe se poate extinde peste 500 MHz (VSWR mai bun decît 2,5) prin reducerea P_{OL} la +7 dBm. La poarta de *FI* valorile VSWR sînt mai bune decît 2,5 în banda 50—600 MHz, la $P_{OL} = +13$ dBm, pentru ambele variante, măsurătorile fiind efectuate la două valori (10,7 MHz şi 70 MHz) ale frecvenţei semnalului aplicat la poarta respectivă.

În figura 7 sînt prezentate caracteristicile de atenuare ale PIM 3 funcţie de frecvenţă, pentru două valori ale P_{OL} şi ale f_{FI}, mixerele

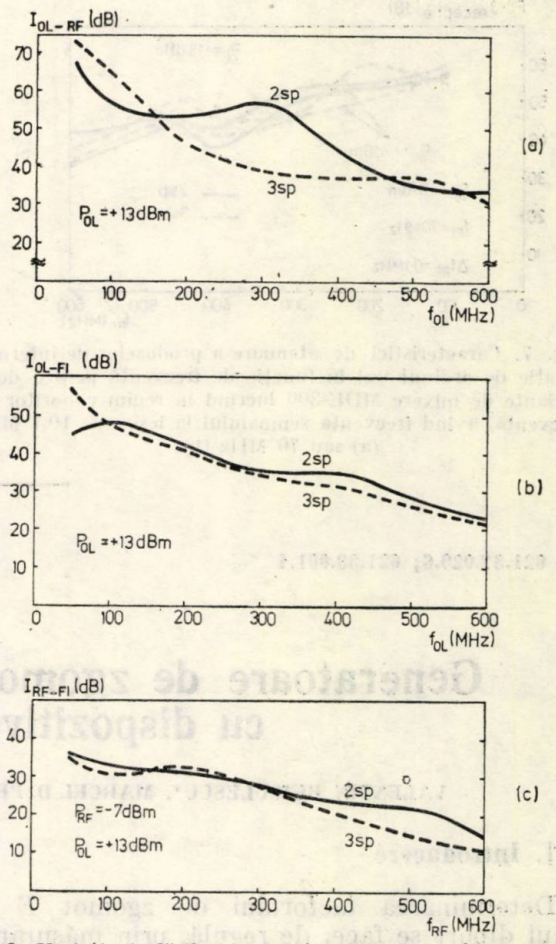


Fig. 6. Variaţia izolărilor în funcţie de frecvenţă pentru două variante de mixere MDE-300.

lucrînd în regim coborîtor de frecvenţă. Se remarcă o comportare superioară din acest punct de vedere a mixerelor la puteri mai mari aplicate la poarta de *OL*. Atenuările PIM 5 sînt cu cel puţin 12 dB mai mari decît atenuările PIM 3.

Pentru caracterizarea liniarităţii răspunsului mixerelor s-a măsurat nivelul de putere al semnalului aplicat la poarta de *RF*, respectiv *FI* pentru care valorile pirderilor de conversie cresc cu 1 dB faţă de valorile măsurate la

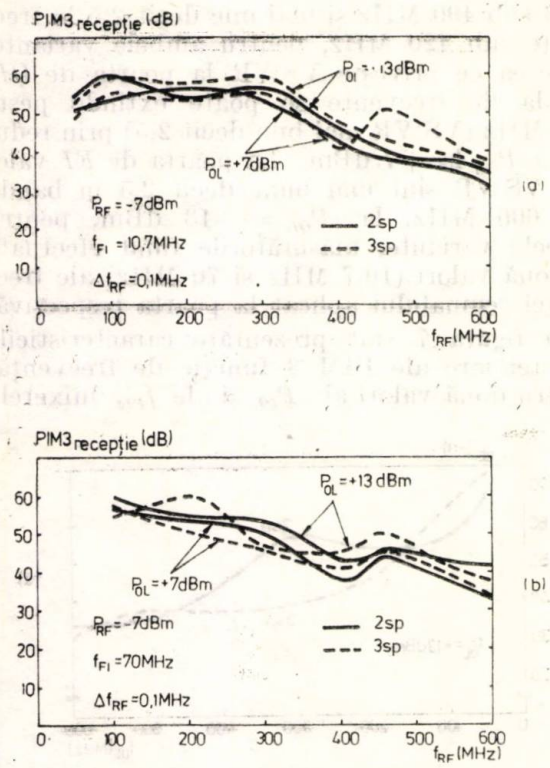


Fig. 7. Caracteristici de atenuare a produselor de intermodulaţie de ordinul trei în funcţie de frecvenţă pentru două variante de mixere MDE-300 lucrînd în regim coborîtor de frecvenţă, avînd frecvenţa semnalului la ieşire de 10,7 MHz (a) sau 70 MHz (b).

$P_{RF,FI} = -7$ dBm; s-au obţinut $P_{-1dB} = +7$ dBm ($P_{OL} = +13$ dBm) şi $P_{-1dB} = +5$ dBm ($P_{OL} = +7$ dBm) atît la poarta de *RF* cît şi la cea de *FI*.

4. Concluzii

Lucrarea descrie un procedeu original de realizare a mixerelor dublu echilibrate pentru benzile VHF—UHF care asigură obţinerea unor performanţe ridicate într-o bandă largă de frecvenţe. Se prezintă detaliat caracterizarea electrică a dispozitivelor. Mixerele au o structură compactă, sînt încapsulate etanş şi pot fi utilizate în aplicaţii diverse, incluzînd sisteme de emisie şi recepţie, circuite complexe de prelucrare a semnalelor de radiofrecvenţă şi aparatură de măsură.

Bibliografie

[1] * * * Mini-Circuits Laboratory, 74—1, 6/74, p. 4.
[2] *Iordănescu S.*, ş.a. „Procedeu de realizare integrală a mixerelor". Dosar OSIM nr. 115286.

CZ 621.37.029.6; 621.38.001.4

GENERATOARE DE ZGOMOT
DIODĂ SEMICONDUCTOARE
TRANSFER DE PUTERE

Generatoare de zgomot în domeniul microundelor cu dispozitive semiconductoare

VALENTIN BUICULESCU*, MARCEL D. PROFIRESCU**, CRISTINA BUICULESCU* — BUCUREŞTI

1. Introducere

Determinarea factorului de zgomot *F* al unui diport se face, de regulă, prin măsurarea puterii la ieşirea acestuia pentru două valori ale puterii semnalului aplicat la intrare, obţinute i) variind temperatura fizică a unei terminaţii pur rezistive sau ii) de la generatoare calibrate [1].

Prima metodă, deşi foarte precisă, este extrem de incomodă din cauza echipamentelor de termostatare voluminoase, cu inerţie termică mare şi a limitelor destul de strînse ale variaţiilor de temperatură realizabile.

Folosirea generatoarelor de semnal standard şi de zgomot este apreciabil mai simplă şi mai rapidă, permiţînd automatizarea măsurărilor. În aparatele moderne de laborator se utilizează exclusiv generatoare de zgomot deoarece:

— produc o putere foarte mică, deci nu sînt necesare ecranări speciale;

— generatoarele de zgomot cu dispozitive semiconductoare sînt mici, uşoare, au un consum de energie redus şi sînt de bandă foarte largă;

— într-o structură optimizată, diodele semiconductoare generatoare de zgomot au o stabilitate pe termen lung foarte bună [2].

2. Caracterizarea diodei generatoare de zgomot

Parametrul funcţional care defineşte un dispozitiv generator de zgomot este puterea dis-

* Centrul de cercetare ştiinţifică şi inginerie tehnologică pentru semiconductoare — Bucureşti.
** Institutul politehnic — Bucureşti.

ponibilă în exces (*ENR*) faţă de o terminaţie rezistivă aflată la temperatura standard $T_0 = 290$ K:

$$ENR\,[\mathrm{dB}] = 10 \log \frac{T_2 - T_0}{T_0}$$

unde T_2 este temperatura echivalentă a dispozitivului în starea de generare.

Din punctul de vedere al aplicaţiilor este necesar să se cunoască şi alte caracteristici ale dispozitivului, care permit proiectarea unui circuit specific. În tabelul de mai jos sînt daţi principalii parametri pentru cîteva tipuri de diode semiconductoare generatoare de zgomot.

Tabelul 1

Caracteristici principale ale unor tipuri de diode de zgomot

Tip	Firma	V_R[V]	*ENR* [dB]	Banda [GHz]	Note
DNA-5856	Sylvania	16–28	25(min.)	1–10	1
VBN 300	TESLA	15–30	29(min.)	0,1–12	2
BAT 31	Mullard	17–22	34(tip.)	0,01–18	2
ROV-1N	CCSIT-S	20(tip.)	35–40	0,1–8	1;3
2 N 918	IPRS	7–10	22–27	0,1–2	2;3

Note:
1. Valoarea *ENR* se dă pentru $I_R = 10$ mA.
2. *ENR* determinat la polarizarea optimă.
3. *ENR* determinat pentru dispozitiv neadaptat la linia de măsură.

Măsurarea efectuată asupra tranzistoarelor 2 N 918 (IPRS) se referă la joncţiunea emitor-bază polarizată în conducţie inversă.

Pentru dispozitivele ROV-1 N şi 2 N 918, *ENR* a fost dedus din măsurări efectuate cu ajutorul unui analizor de spectru [3]. Valorile experimentale se referă la dispozitive cuplate direct (fără reţea de adaptare) la instalaţia de măsură care lucrează pe impedanţa $Z_0 = 50\ \Omega$.

Considerînd dioda de zgomot ca un generator de tensiune avînd impedanţa internă $Z_d = R_d + jX_d$, este necesară determinarea Z_d în condiţiile normale de lucru astfel încît să se beneficieze de puterea maximă la ieşire prin introducerea unei reţele de adaptare la impedanţa de sarcină.

Măsurarea Z_d a fost efectuată pe o linie cu fantă (*slot-line*) cu impedanţa caracteristică $Z_0 = 50\ \Omega$, la mai multe valori ale curentului de polarizare. Rezultatele sînt prezentate în figura 1 pentru I_R=5 mA, 7,5 mA, 10 mA şi 15 mA. Punctele înscrise pe diagramă corespund valorilor medii ale impedanţelor diodelor la frecvenţa $f = 3$ GHz:

I_R [mA]	Z_d [Ω]	*VSWR*
5	70 + j 15	1,6
7,5	50 + j 40	2,2
10	33 + j 45	3
15	17 + j 41	5

Creşterea *VSWR* odată cu creşterea curentului invers I_R explică modificarea *ENR* la curenţi mari (fig. 2). Cunoscînd variaţia Z_d în funcţie de curent se pot calcula corecţiile de neadaptare cu ajutorul relaţiei

$$\Delta P\,[\mathrm{dB}] = 10 \log \frac{4\sigma}{(\sigma+1)^2}$$

în care s-au notat:

ΔP[dB] — pierderea de putere din cauza neadaptării;

σ — factorul de undă staţionară (*VSWR*).

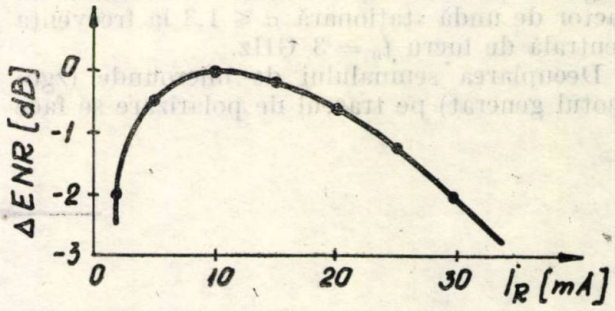


Fig. 2. Variaţia puterii de zgomot disponibile în exces (*ENR*) în funcţie de curentul I_R.

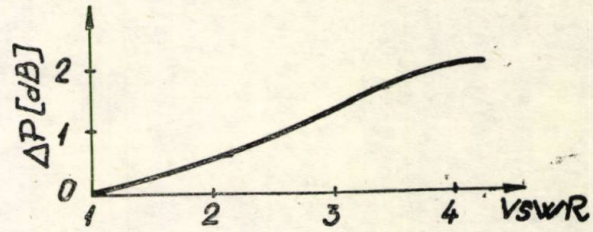


Fig. 3. Pierderile de neadaptare între generator şi sarcină în funcţie de factorul de undă staţionară (*VSWR*).

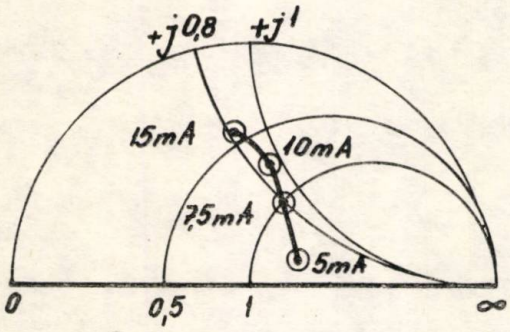


Fig. 1. Variaţia impedanţei diodelor generatoare de zgomot în funcţie de curentul I_R(f_0 = 3 GHZ).

În figura 3 este trasată corecţia ΔP corespunzătoare unui factor de undă staţionară $\sigma = 1,..4$,

3. Proiectarea unui generator de zgomot în banda *S*

Stabilitatea pe termen lung a generatoarelor de zgomot cu dispozitive semiconductoare se asigură prin (1) montarea diodei de zgomot pe un radiator, (2) decuplarea corespunzătoare a circuitelor de înaltă frecvenţă şi de polarizare şi (3) adaptarea impedanţei diodei la circuitul exterior [2].

A fost ales un curent prin diodă $I_R = 10$ mA pentru a menţine disipaţia de putere la o valoare scăzută (cca. 200 mW) deoarece este complicat să se asigure răcirea corespunzătoare a dispozitivului la curenţi mai mari. În plus, la acest curent *ENR* nu mai prezintă variaţii semnificative cu polarizarea şi adaptarea impedanţei diodei se face uşor într-o bandă largă, deoarece factorul de undă staţionară nu este foarte mare (aproximativ 3).

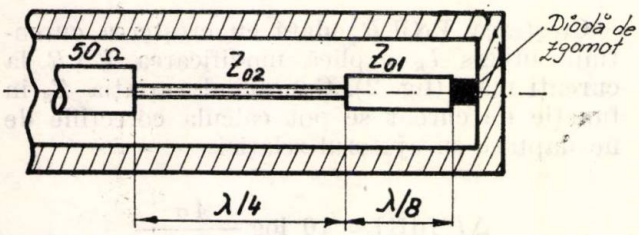


Fig. 4. Structura părţii de microunde a generatorului de zgomot în banda *S*.

Adaptarea diodei la sistemul cu impedanţa caracteristică $Z_0 = 50\ \Omega$ se face cu un transformator de impedanţă în două trepte, ca în figura 4. Valorile $Z_{01} = 56{,}8\ \Omega$ şi $Z_{02} = 94\ \Omega$ asigură, pentru toate diodele măsurate, un factor de undă staţionară $\sigma \leqslant 1{,}3$ la frecvenţa centrală de lucru $f_0 = 3$ GHz.

Decuplarea semnalului de microunde (zgomotul generat) pe traseul de polarizare se face cu un şoc coaxial care, datorită capacităţii proprii reduse, permite funcţionarea generatorului în regim comandat cu impulsuri cu fronturi foarte bune. Atenuarea de decuplare a şocului este mai bună de 30 dB într-o bandă de aproximativ $\pm 5\%$ în jurul f_0.

4. Rezultate experimentale. Concluzii

Generatorul de zgomot pentru banda *S* a fost construit într-o structură coaxială prevăzută cu conector *N* la ieşire. Polarizarea diodei se face la curentul $I_R = 10$ mA şi asigură o valoare a *ENR* de 35...40 dB în banda 2,7—3,4 GHz cu o neuniformitate de 0,5 dB. Măsurările au fost efectuate pe un lot de 15 diode.

Spectrul generat în banda 0,1—4 GHz indică o pantă de scădere a *ENR* cu 0,5...0,7 dB/GHz datorată, probabil, neadaptării care creşte odată cu frecvenţa.

Experimentarea cu succes a primelor diode de zgomot la CCSIT-Semiconductoare şi studiile care se fac în prezent pentru optimizarea structurilor de generatoare constituie premizele unei viitoare oferte de generatoare de zgomot de bandă foarte largă cu un grad de integrare de 100%.

Bibliografie

[1] *** „Noise figure primer", Notă de aplicaţii AN 57, Hew-lett-Packard.

[2] *Kanda, M.*, „An improved solid-state noise source", IEEE Trans., **vol. MTT-24**, dec. 1976.

[3] *** „Spectrum analysis — noise measurements", Notă de aplicaţii AN 150-4, Hewlett-Packard.

C.Z. 681.84:534.4

SINTETIZAREA SUNETELOR
INFORMATIZAREA MUZICII
INTERPRETĂRI ELECTRONICE

Sintetizarea muzicii cu ajutorul unui minicalculator programabil

BENEDICT POPESCU, GABRIELA POPESCU* — BUCUREŞTI

Introducere

Ideea de a produce pe cale artificială nişte sunete naturale (zgomote sau sunete muzicale) s-a născut în urmă cu cîteva decenii, cînd un anume dr. Olson de la Radio Corporation of America, inventa un aparat cu ajutorul căruia se putea obţine prin sinteză muzică orchestrală. „Instrumentele" erau adăugate unul cîte unul, iar sunetele lor modulate şi modificate pînă la obţinerea rezultatului global dorit [1].

Dezvoltarea electronicii a deschis perspective cu totul neaşteptate producerii pe cale artificială a sunetelor naturale. Interferenţele dintre electronică şi muzică s-au materializat în electronizarea unei bune părţi din instrumentele muzicale tradiţionale, urmată de crearea unor instrumente pur electronice. Astfel s-a reuşit, în primul rînd, sintetizarea sunetelor obţinute cu instrumentele tradiţionale şi, în al doilea rînd, generarea unor sunete noi. Există şi în ţara noastră preocupări în acest sens: sintetizorul vocii umane VOXART, prezentat la una din ediţiile precedente ale CAS, este un exemplu concludent [2].

Unul dintre cele mai importante momente în evoluţia muzicii a constituit, fără îndoială, inventarea calculatoarelor electronice. Dacă primele calculatoare, realizate în urmă cu circa 30 de ani, aveau dimensiunile unei camere, progresele remarcabile ale microelectronicii au permis obţinerea aceloraşi performanţe cu calculatoare de birou sau chiar cu minicalculatoare. Din impactul calculatoarelor asupra artelor, muzica a avut, faţă de celelalte arte, cel mai mult de cîştigat, dat fiind caracterul abstract al discursului muzical [1]. Informatizarea muzicii s-a făcut concomitent pe două planuri: la nivelul creaţiei propriu-zise şi la nivelul fizic al realizării concrete a structurilor sonore.

Lucrarea de faţă, legată de planul interpretării, surprinde prin raportul dintre performanţele muzicale şi dimensiunile fizice de numai 140 × 70 × 10 mm ale unui minicalculator programabil.

* Centrul de cercetare ştiinţifică şi inginerie tehnologică pentru semiconductoare-Bucureşti.

1. Consideraţii generale asupra sintetizării sunetelor

Sunetul poate fi considerat ca o variaţie în timp a presiunii aerului. Deoarece esenţa sunetului depinde de natura variaţiilor presiunii, o undă de sunet se poate descrie printr-o *funcţie de presiune* $p(t)$, unde p este presiunea, iar t este timpul [3]. Reprezentarea grafică a două funcţii de presiune poate fi găsită în figura 1. Figura 1 a — reprezintă o presiune constantă auzită ca linişte, iar figura 1 b — o variaţie sinusoidală care se repetă de 500 de ori pe secundă.

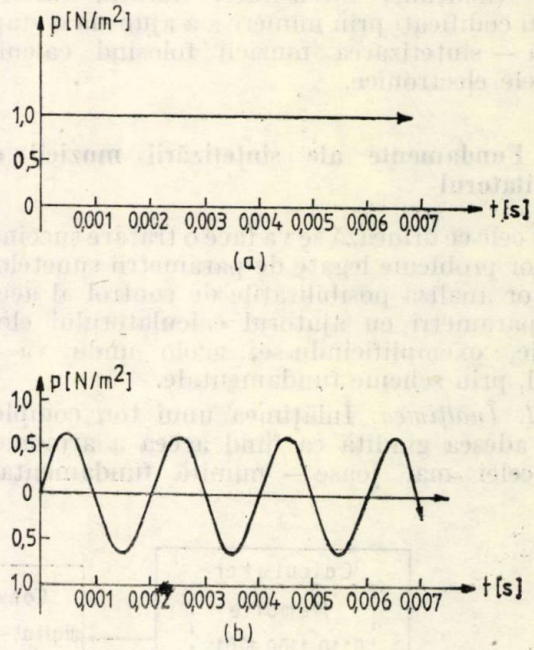


Fig. 1. Funcţii simple de presiune: (a) linişte; (b) sinusoidă de 500 Hz.

Toate sunetele au o funcţie de presiune şi orice sunet poate fi produs generînd funcţia lui de presiune. Astfel, dacă s-ar construi o sursă de presiune capabilă să producă orice funcţie de presiune, ea va fi capabilă să producă orice sunet, incluzînd vorbirea, muzica şi zgomotul.

În trecut, cele mai multe sunete proveneau numai din vibraţiile şi mişcările obiectelor naturale: corzi vocale umane, corzi ale instrumentelor muzicale, membrane ale instrumentelor de percuţie etc. Natura acestor sunete este determinată şi limitată de obiecte particulare.

Inventarea fonografului a permis generarea unei mari varietăţi de funcţii de presiune: mişcarea de rotaţie a cilindrului de fonograf transformă direct, prin intermediul acului, funcţia spaţială a denivelărilor şanţului într-o funcţie de presiune corespunzătoare. Dacă cu o daltă foarte mică s-ar putea săpa pe cilindrul de fonograf nişte şanţuri de o anumită formă, acesta ar fi un prim pas în sinteza unor sunete noi.

Realizarea primului difuzor, care a schimbat problema generării unei funcţii de presiune cu generarea unei funcţii de tensiune, a constituit pasul hotărîtor în sinteza electronică a sunetelor, deoarece electronica are la îndemînă metode foarte versatile pentru generarea funcţiilor de tensiune. Astfel, a fost creată o multitudine de instrumente muzicale electronice, ajungîndu-se la orga electronică ce poate genera 250 000 de sunete şi la sintetizorul electronic, cu posibilităţi practic nelimitate [1].

Plecînd de la ideea că toţi parametrii sunetelor (înălţime, intensitate, durată, timbru) pot fi codificaţi prin numere s-a ajuns la o etapă nouă — sintetizarea muzicii folosind calculatoarele electronice.

2. Fundamente ale sintetizării muzicii cu calculatorul

În cele ce urmează se va face o tratare succintă a unor probleme legate de parametrii sunetelor. Se vor analiza posibilităţile de control al acestor parametri cu ajutorul calculatorului electronic, exemplificîndu-se, acolo unde va fi cazul, prin scheme fundamentale.

2.1. Înălţimea. Înlăţimea unui ton complex este adesea gîndită ca fiind aceea a armonicii lui celei mai joase — numită fundamentală [3].

Dacă se generează simultan două tonuri pure de frecvenţe f_1, respectiv f_2 (mai mare decît f_1), auzim de fapt o combinaţie de tonuri de frecvenţă mai joasă: $2f_1 - f_2$, chiar la nivele mici ale sunetului. La nivele ale sunetului mult mai mari, de peste 100 000 de ori faţă de pragul de audibilitate, este posibil să auzim frecvenţe slabe $2f_1$, $2f_2$, $f_1 + f_2$, $f_2 - f_1$ etc. Combinaţia tonurilor este datorată neliniarităţilor în mecanismul de auz.

Analizînd tonurile instrumentelor muzicale, se poate spune că, pentru anumite raporturi ale frecvenţelor fundamentalelor, armonicile a două tonuri fie coincid, fie sînt în raporturi de numere întregi: 2/1 (octava), 3/2 (cvinta), 4/3 (cvarta), 5/4 (terţa majoră) şi 6/5 (terţa minoră).

O schemă fundamentală în care calculatorul poate să controleze precis înălţimea sunetelor este prezentată în figura 2a. Fiecărei înălţimi de sunet îi este asociat un număr binar, care este stocat în memoria calculatorului. Oricare dintre aceste numere poate fi transferat într-un convertor digital-analog, obţinîndu-se la ieşire tensiuni continue egale sau proporţionale cu numerele (figura 2b). Aceste tensiuni se aplică la intrarea etajului următor, un convertor tensiune-frecvenţă, care generează la ieşire semnale de frecvenţe proporţionale cu tensiunile aplicate la intrare (fig. 2c). După o eventuală amplificare aceste semnale pot fi auzite într-un difuzor.

2.2. Intensitatea şi dinamica. Datorită neliniarităţilor mecanismului de auz, intensitatea reală a sunetului nu este egală cu intensitatea lui percepută, aceasta din urmă variind puternic cu frecvenţa. De exemplu, pentru ca un ton pur (sau o sinusoidă) la 100 Hz să poată fi auzit, intensitatea sunetului trebuie să fie de 1000 de ori mai mare decît a unui ton pur la 3000 Hz.

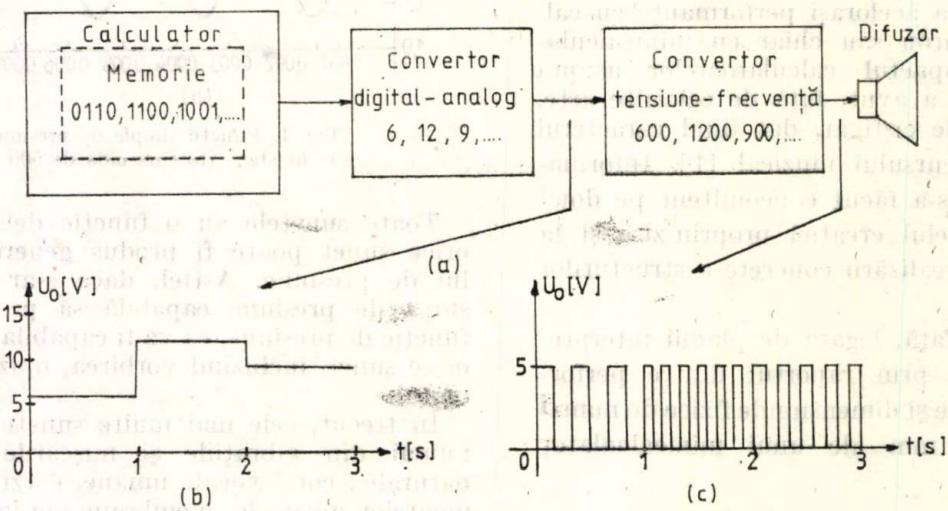


Fig. 2. Controlul înălţimii sunetelor cu ajutorul calculatorului:
(a) schemă fundamentală; (b) tensiuni la ieşirea convertorului digital-analog; (c) semnale cu diferite frecvenţe la ieşirea convertorului tensiune-frecvenţă.

Referitor la dinamică [4] se poate spune că celor şase simboluri (*pp*, *p*, *mp*, *mf*, *f*, *ff*), utilizate în mod curent în scrierile muzicale, li se pot asocia în calculator şase numere corespunzătoare. Variaţiile lente ale dinamicii se pot obţine prin alegerile posibile 0, 1 sau 2, care au fost considerate echivalente cu „diminuendo", constant, respectiv „crescendo".

2.3. Durata şi ritmul. Aşa cum înălţimile notelor pot fi reprezentate prin numere în calculator, este posibilă simbolizarea numerică şi în cazul ritmului [4]. În particular, reprezentarea binară a numerelor în calculator oferă un set convenabil de simboluri cu care se poate opera. Astfel, dacă facem ca 1 să reprezinte „partea sonoră" a unei note şi 0 — o „pauză" sau menţinerea notei precedente, atunci o secvenţă de 1 şi 0 va fi echivalentă cu o secvenţă de valori de note. Pentru astfel de secvenţe, 1 şi 0 fiind întregi, fiecare va reprezenta un interval de timp unitar ales arbitrar, cum ar fi o pătrime, o optime sau o valoare mai mică. Se observă că un model ritmic este generat prin interacţiunea acestor valori de note cu măsura, care e reprezentată la rîndul ei prin modele de măsură, cum ar fi : 3/4, 4/4, 5/8 sau 6/8. Astfel, producerea unei structuri ritmice implică nu numai alegerea valorilor notei, ci şi alegerea între o măsură repetitivă sau alta. Vom lua ca exemplu un model metric simplu, şi anume măsura de 3/8. Am ales aşadar optimea ca interval de timp cel mai mic posibil, putînd apoi să utilizăm permutări simple a trei digiţi binari pentru a reprezenta cele trei bătăi ale măsurii.

Tabelul 1

Schema ritmică de bază pentru măsura de 3/8.

NUMĂR ZECIMAL	NUMĂR BINAR	RITMURI ÎNCHIS	RITMURI DESCHIS
0	000	♩.	𝄽 𝄾
1	001	♩ ♪	𝄽 ♪
2	010	♪ ♩	𝄾 ♪ 𝄾
3	011	♪ ♫	𝄾 ♫
4	100	♩.	♪ 𝄽
5	101	♩ ♪.	♪ 𝄾 ♪
6	110	♪ ♩	♫ 𝄾
7	111	♫	♫

Există opt permutări posibile ale acestor trei digiţi binari, permutări care se fac şi pentru reprezentarea numerelor zecimale de la 0 la 7. În tabelul 1 sînt date ritmurile posibile ale măsurii de 3/8. De notat că ritmul din alte sisteme metrice se generează prin procese similare. Pentru măsura 4/8 se generează numere între 0 şi 15, iar pentru măsura 5/8 — numere între 0 şi 31.

2.4. Timbrul. Timbrul unui sunet particular depinde de armonicele sale [3]. Deşi armonicele pînă la a şasea (şi cîteodată mai mare) pot fi auzite individual prin ascultare atentă, noi tindem să auzim mai degrabă un efect global al armonicelor prin timbrul sunetului. Un ton pur (sau o sinusoidă) este sărac. O combinaţie de armonici la octavă este strălucitoare. Un ton cu număr mare de armonici este strident.

Timbrul, ca formă de undă, este determinat de anvelopa semnalului. Astfel, anvelopa triunghiulară arătată în figura 3a este specifică pianului, în timp ce anvelopa cu supracreştere iniţială din figura 3b este tipică pentru instrumentele de suflat din alamă.

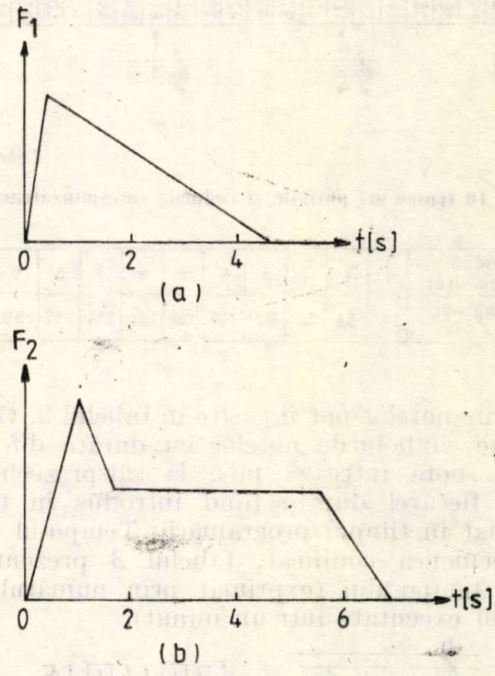


Fig. 3. Exemple de anvelope tipice : (a) pentru pian ; (b) pentru instrumentele de suflat din alamă.

O infinitate posibilă de timbruri se poate obţine fie cu calculatoare electronice obişnuite cuplate cu terminale specializate [1], fie folosind calculatoare construite special în acest scop [3].

3. Performanţele muzicale ale minicalculatorului

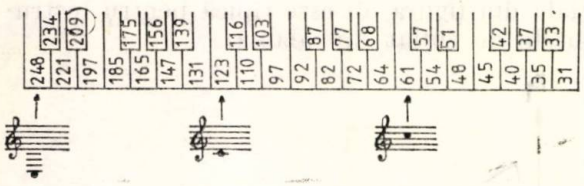
Firma japoneză CASIO a dezvoltat o serie de minicalculatoare ştiinţifice programabile, avînd posibilitatea de a fi conectate la înregistrator cu bandă magnetică (magnetofon sau casetofon). Pe lîngă interfaţarea cu magnetofonul, penultimul tip FX 702 P poate fi conectat şi la imprimantă termică, iar ultimul FX 802 P are imprimanta incorporată [5]. Minicalculatoarele FX 501 P şi FX 502 P au,

pe lîngă operaţiile ştiinţifice de bază, şi posibilitatea de a sintetiza muzică [6].

Autorii au utilizat minicalculatorul FX 502 P. Cu ajutorul unei grile şi al unui adaptor [7] limbajul de programare pentru calcul se transformă într-unul muzical. Notele, duratele lor şi tempo-ul sînt codificate prin numere şi introduse în cele 22 de memorii ale minicalculatorului. Acesta poate memora pînă la 20 de note dintr-un registru acoperind aproape 3 octave.

Tabelul 2

„Registrul" minicalculatorului şi codul asociat fiecărei note



Tabelul 3

Cele 10 tempo-uri posibile şi codurile corespunzătoare

Codul tempo-ului	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
Tempo-ul (♩/min)	28	56	84	112	140	168	196	224	252	280

Codurile notelor pot fi găsite în tabelul 2. Grila conţine simbolurile notelor cu durate diferite (de la nota întreagă pînă la şaisprezecime), codul fiecărei durate fiind introdus în mod automat în timpul programării. Tempo-ul este de asemenea codificat, tabelul 3 prezentînd codul tempo-ului (exprimat prin numărul de pătrimi executate într-un minut).

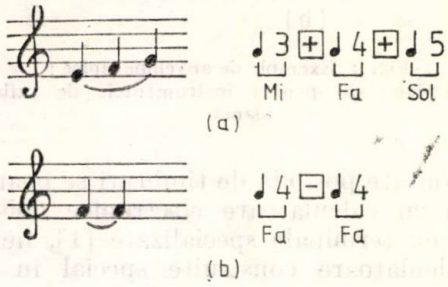


Fig. 4. „Legato"-ul şi instrucţiunile de obţinere: (a) între note cu înălţimi diferite; (b) între note de aceeaşi înălţime.

Minicalculatorul are şi posibilitatea de a reda succesiv note alunecînd de la una la alta („legato" între două sau mai multe note de înălţimi diferite — fig. 4a). De asemenea două note succesive de aceeaşi înălţime pot fi redate fără întrerupere (fig. 4b).

În general fiecare notă a unei partituri consumă doi paşi de programare: unul pentru durata notei, iar celălalt pentru înălţime. Pentru fiecare instrucţiune de „legato" minicalculatorul consumă în plus cîte un pas de programare.

Orice piesă muzicală, conţinînd note în limitele arătate în tabelul 2, poate fi interpretată cu acest minicalculator. Dacă se alege o piesă de amploare mai mare, aceasta poate fi fragmentată în aşa fel încît programul corespunzător fiecărui fragment să nu necesite mai mult de 255 de paşi de programare, cît are minicalculatorul.

4. Rezultate experimentale

Principalul obiectiv al acestei lucrări a fost interpretarea (cu ajutorul minicalculatorului) a două piese de dificultate medie: GAVOTA şi MENUET de J. S. Bach. Fiind vorba de piese „la două voci", acestea au fost imprimate succesiv pe cele două canale ale unui magnetofon stereo, după care au fost sincronizate.

Meritul autorilor este acela de a fi „exploatat" la maximum posibilităţile muzicale ale minicalculatorului, avînd în vedere faptul că, din punct de vedere muzical, nu este vorba de un „instrument" profesional, acesta avînd destule imperfecţiuni.

Una dintre aceste imperfecţiuni este *introducerea unor pauze nedorite* (de ordinul a 10÷15 ms), astfel încît, de exemplu, durata unei doimi cu punct nu este egală cu durata a şase optimi, aşa cum reiese din reprezentarea sche-

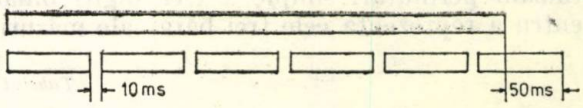


Fig. 5. Note cu durate diferite înregistrate pe cele două piste ale unui magnetofon stereo — se observă prezenţa pauzelor nedorite.

matică din figura 5. Astfel într-o piesă de ordinul minutelor decalajul între două partituri paralele poate să fie de ordinul secundelor. S-a reuşit eliminarea completă a acestor pauze şi sincronizarea perfectă a celor două „voci" interpretate în acelaşi timp.

O altă imperfecţiune este *dependenţa înălţimii sunetelor generate de condiţiile de înregistrare*, mai exact de starea bateriilor de alimentare. Lucrul la GAVOTA a demonstrat acest fapt: după înregistrarea şi sincronizarea celor două „voci" s-a constatat că acestea nu se armonizează perfect. „Acordarea" lor s-a putut obţine prin suprapunerea, pe unul din canale, a unui semnal de joasă frecvenţă (cîţiva Hz) aşa încît suma sau diferenţa celor două tonuri „mixate" să se armonizeze foarte bine cu tonurile de pe celălalt canal (paragraful 2.1).

Cea de-a treia imperfecţiune ar fi *timbrul*. Minicalculatorul generează un semnal de formă dreptunghiulară al cărui timbru, foarte bogat

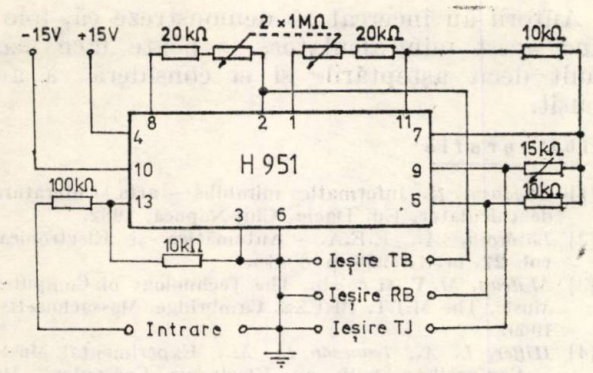


Fig. 6. Secţiune de filtru activ universal realizată cu circuitul integrat hibrid H 951.

în armonici, este strident (paragraful 2.4). Cu ajutorul celulei de filtraj [8, 9] prezentată în figura 6 s-a realizat o „analiză spectrală" a acestui semnal. Se ştie din analiza matematică [10] faptul că orice semnal dreptunghiular periodic (figura 7a) :

$$f(t) = -\frac{1}{2} \text{ pentru } t \in (-\pi, 0], \text{ respectiv } f(t) = \frac{1}{2} \text{ pentru } t \in (0, \pi] \quad (1)$$

poate fi descompus, prin analiză armonică, într-o oscilaţie de bază — fundamentala (figura 7b) şi în armonicele ei (figura 7c), rezultînd seria trigonometrică :

$$f(t) = \frac{2}{\pi} \sin \omega t + \frac{2}{3\pi} \sin 3\omega t + \frac{2}{5\pi} \sin 5\,\omega t + \ldots \quad (2)$$

În această expresie primul termen este fundamentala, iar termenii următori — prima armonică, armonica a II-a etc. Cu schema din figura 6 s-au mai obţinut şi alte forme de semnal, dintre care sînt prezentate numai : fundamentala + prima armonică (fig. 7d), fundamentala + primele trei armonici (figura 7e) şi fundamentala + primele cinci armonici (figura 7f).

Înregistrările „finite" prezentate la CAS au fost obţinute folosindu-se două magnetofoane semiprofesionale, precum şi studiourile profesionale din Radio şi Televiziune. În aceste condiţii tehnice s-a reuşit o prelungire a sunetului „primar", generat de minicalculator, prin înregistrări succesive (pe mai multe canale) decalate între ele cu circa 20 ms, obţinîndu-se în acelaşi timp o „*îmbogăţire timbrală*" a sunetului prin filtrarea diferită a semnalului de pe fiecare canal. „Sound"-ul realizat în acest mod aduce într-o lumină nouă sonoritatea clasică a muzicii lui Bach.

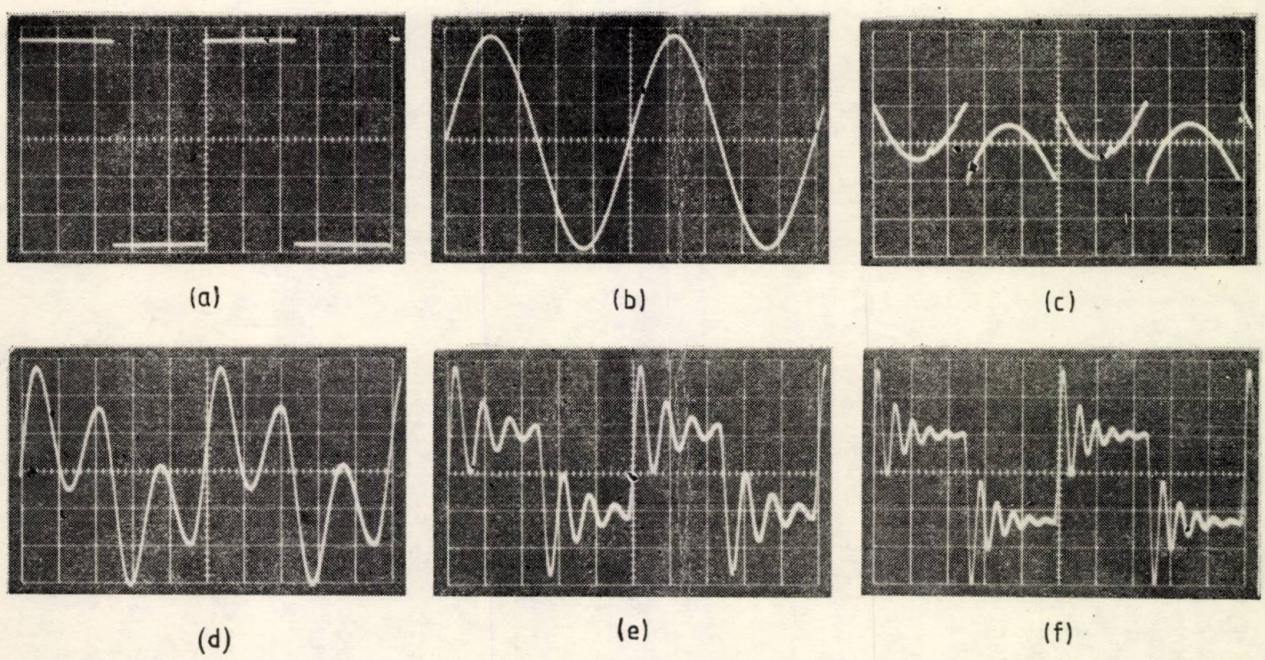


Fig. 7. „Analiza spectrală" a semnalului generat de minicalculator — fotografii de pe ecranul osciloscopului :
(a) semnalul generat de minicalculator ;
(b) fundamentala ;
(c) armonicele ;
(d) fundamentala + prima armonică ;
(e) fundamentala + primele trei armonici ;
(f) fundamentala + primele cinci armonici.

5. Concluzii

Cuplat cu una dintre „metodele" electronice prezentate ca noutate de revista Science et vie, octombrie 1983, acest minicalculator ar putea fi utilizat în mod obişnuit în scopuri didactice : exerciţii la orice nivel pentru învăţarea unui instrument tradiţional.

Rezultatele cercetării s-au materializat la CAS într-o demonstraţie prefaţată de un dialog (în parte imaginar, în parte real) : „Muzica

electronică văzută prin prisma unor mari personalităţi" (Grigore Moisil, Şerban Ţiţeica, Edmond Nicolau şi Aurel Stroe). Demonstraţia propriu-zisă a constat în audierea pieselor de J. S. Bach în forma lor „finită", avînd ca termen de comparaţie două piese de acelaşi autor interpretate la sintetizator electronic de Walter Carlos. S-ar putea spune că interpretările electronice realizate sînt apropiate calitativ de cele ale lui Walter Carlos, mai puţin poate diversitatea (justificată) de timbruri constatată în interpretările acestuia din urmă. Momentul surpriză al demonstraţiei a fost interpretarea ROMANŢEI ANONIME (piesă creată în jurul anului 1600) punînd faţă în faţă două instrumente (pe cît de vechi şi de simplu este primul, pe atît de nou şi de complex este al doilea) : un fierăstrău muzical şi minicalculatorul programabil.

Autorii au încercat să demonstreze că, folosind acest minicalculator, se poate face mai mult decît aşteptările şi ei consideră că au reuşit.

Bibliografie

[1] *Bagdasar, R.*, Informatica mirabilis — arta şi literatura de calculator, Ed. Dacia, Cluj-Napoca, 1982.

[2] *Lăzăroiu, A.*, E.E.A. — Automatica şi Electronica, **vol. 27**, nr. 1, 1983, p. 8—15.

[3] *Matews, M. V.* şi colab., The Technology of Computer Music, The M.I.T. PRESS, Cambridge, Massachusetts, 1969.

[4] *Hiller, L. A., Isaacson, L. M.*, Experimental Music — Composition with an Electronic Computer, Mc GRAW-HILL BOOK COMPANY, New York, 1959.

[5] Science et vie, Octobre 1983.

[6] CASIO FX 502 P — Instruction manual.

[7] CASIO FA-1 — Instruction manual.

[8] *Popescu, B.*, E.EA. — Automatica şi Electronica, **vol. 28**, nr. 1, 1984, p. 18—21.

[9] Burr-Brown General Catalog, 1981.

[10] *Halanay, A., Olariu, V., Turbatu, S.*, Analiza matematică, Ed. didactică şi pedagogică, Bucureşti, 1983.

Notă

În cadrul Tîrgului de toamnă de la Brno-1984 au fost prezentate materiale şi produse de o deosebită importanţă şi noutate tehnică de către Intreprinderea de comerţ exterior Pragainvest.

Dintre acestea s-au selectat:

Indicator de înaltă tensiune IVH/A2

Indicatorul de înaltă tensiune IVH/A2 construit de Stavebni Strojirensti Firma de Inginerie Civilă Praga, este o contribuţie considerabilă la creşterea protecţiei muncii personalului care se ocupă de întreţinerea macaralelor mobile. Indicatonul semnalizează macaragiului imediata apropiere a zonei de protecţie faţă de liniile de transmisie de curent electric alternativ de tensiuni 22 ÷ 400 kV şi linii de tracţiune de curent electric continuu de cale ferată de 3 kV.

Indicatorul propriu-zis este o cutie de dimensiuni 250×100×100 mm care este amplasată în cîmpul vizual al macaragiului. În partea frontală sînt fixate: o lumină roşie de avertizare, un push buton de control, patru becuri semnalizînd una din cele patru reglări sensibilitate/răspuns şi un push buton de descreştere a acesteia. Semnalizarea luminoasă este suplimentată cu un claxon. Unul sau doi senzori cu antenă sînt fixaţi pe braţul macaralei şi înregistrează imediata apropiere a liniei de înaltă tensiune şi transmit semnalul către indicator care avertizează macaragiul atît prin semnale sonore cît şi vizuale. Instrumentul este dotat de asemenea cu un dispozitiv de funcţionare automată şi manuală care supraveghează funcţionarea corectă a întregului echipament. Gradul de sensibilitate poate fi reglat prin mărimea tensiunii liniei de curent electric; scopul acestei măsuri este de a asigura semnalizarea de protecţie în condiţii relevante şi în acelaşi timp să preîntîmpine sensibilitatea excesivă care produce un semnal chiar la o distanţă de siguranţă a macaralei faţă de linia electrică care ar deranja munca macaragiului. Fireşte, nu este posibil să se descrească sensibilitatea/răspuns a instrumentului sub limita distanţei de siguranţă a macaralei faţă de linia de transmisie electrică.

Instrumentul este proiectat şi reglat să semnalizeze pericolul chiar în condiţii de climă nefavorabilă.

Transformator special trifazat uscat de tip 32 T12S

Transformatorul uscat trifazat redresat de tip 32 T12S este utilizat pentru substaţii de redresare tipizate unificate de alimentare pentru transportul în comun: tramvai şi troleibuz. Printre principalele avantaje remarcăm fiabilitatea înaltă în funcţionare, neinflamabilitate, rezistenţă de protecţie comparabilă cu aceea a transformatoarelor cu ulei şi economie de spaţiu. Este proiectat cu nivel scăzut de zgomot şi înlocuieşte în întregime transformatoarele cu răcire prin ulei folosite pînă în prezent.

Caracteristici:

Puterea — ieşire	: 1650 kVA
Categorie de sarcină	: V/100% permanent, 150% pentru 2 ore, 200% pentru 1 minut
Tensiune de intrare	: 22000±2,5%±5%
Tensiune de ieşire	: 520 V
Greutate totală	: 6650 kg

Redresor de tip Galfont

Redresoarele din gama Galfont sînt surse de curent continuu cu tiristor cu o concepţie modernă de proiectare, cu posibilitate de control de la distanţă. Ele sînt folosite în industria de electroplacare pentru aplicarea de straturi metalice şi nemetalice în baie galvanică.

Redresoarele Galfont sînt fabricate în gama de tensiuni de 4 V, 7 V, 13 V, 18 V şi 25 V şi de curenţi de 250 A, 500 A, 1000 A, 2200 A şi 2700 A. Pot fi fixate în paralel surse individuale pentru un curent de ieşire de 5000 A. Redresoarele sînt de asemenea accesibile în proiectare cu schimbare automată a polarităţii tensiunii de ieşire.

Specificaţii tehnice:

— Tensiune de alimentare	: 3×220/380 V
— Frecvenţa	: 50 Hz
— Gamă control I	: 0,5—1 Un
— Gamă control II	: 0,2—0,5 Un
— Factor de putere	: 0,85

Redresor cu tiristor tip Tyna 81

Redresorul cu tiristor tip Tyna 81 este utilizat pentru încărcarea şi descărcarea bateriilor de plumb în stocare de tensiuni 12 V. Avantajele acestui produs al Uzinelor de semiconductoare CKD sînt: un control fără pierdere al curentului de încărcare, funcţionare economică, greutate scăzută şi dimensiuni mici. Controlul electronic garantează o menţinere corectă a curentului de încărcare şi a tensiunii. În timpul încărcării şi descărcării bateriile în stoc pot fi dispuse în paralel, indiferent de cantitatea şi gradul lor de descărcare. Încărcarea redresorului se face de la reţea — 3×380/220 V, 50 Hz

sau de la o centrală energetică — 3×400/231 V, 50 Hz. Curentul de încărcare : 5 la 250 A conform capacităţii bateriilor. Greutatea : 225 kg. Dimensiuni : 600×400×1200 mm. Procesul de încărcare şi descărcare este automat. După atingerea setului de valori echipamentul este automat deconectat.

Componente semiconductoare cu sistem de răcire integrat

Uzinele de semiconductoare CKD Praga, producătorul semiconductoarelor de putere şi a aplicaţiilor lor, îşi îmbogăţeşte programul de producţie prin propria dezvoltare intensivă. Noile tipuri de componente semiconductoare de putere cu sistem de răcire integrat servesc drept exemplu.

Componentele semiconductoare de putere cu ieşire mare nu pot fi aranjate în capsule convenţionale P60 cu sistem de răcire separat deoarece chiar capsula limitează posibilitatea de îndepărtare eficace a căldurii. De aceea au fost perfecţionate componente de putere de o concepţie foarte nouă de proiectare — diode DV878K şi tiristoarele de tip TV 978 K — — într-o capsulă cu sistem de răcire lichid localizat în întregime direct în electrozi. Astfel s-a obţinut răcirea intensivă chiar la pierderi mari la ieşire pentru că lichidul de răcire curge de-a lungul componentului în imediata apropiere a sistemului semiconductor. Mostre funcţionale din aceste componente noi au fost cu succes testate în prototipuri de convertori CKD utilizate la locomotivele electrice de tip 70 E din producţia uzinei Skoda Plzen.

Maşina de umplere pulberi cu sistem electronic de încărcare de tip PPMCE

Maşina este utilizată pentru umplerea cu materiale curate, pure, fluide, neaderente unde ocazional pot apare granule cu dimensiune maximă 2 mm în pungi într-o vană cu închidere automată. Greutatea pungilor pline este reglabilă între 25—50 kg.

Ciclul de lucru al umplerii se execută automat conform unui program de prefixare. Umplerea propriu-zisă se efectuează cu ajutorul unei pompe de tip vană. Greutatea pungii este înregistrată de un sistem electronic de cîntărire. În cursul umplerii sistemului de control supraveghează următoarele operaţii : fixarea pungii la fantă, aducerea la zero a mecanismului electronic de cîntărire, deschiderea fantei de umplere şi acţionarea pompei, umplerea grosieră a pungii, reumplerea pungii prin reducerea secţiunii fantei la greutatea dorită, desprinderea şi detaşarea pungii de la fantă.

Maşina de umplere este o unitate acţionată cu motor electric individual. Unităţile pot fi alăturate într-un sistem de 1 la 4 fante, numărul de pungi fiind de 300 la 1500 pe oră.

Ing. *L. Pană*
Dipl. ec. *V. Anastasescu*

MAGYAR TUDOMÁNYOS AKADÉMIA KÖNYVTÁRA 1883

IIRUC service

Întreprinderea pentru Întreţinerea şi Repararea Utilajelor de Calcul şi de Electronică Profesională

Bucureşti — România
Bd. Dimitrie Pompei nr. 6, sector 2
Telefon : 88.20.70
Telex : Service I.I.R.U.C. 11716 R

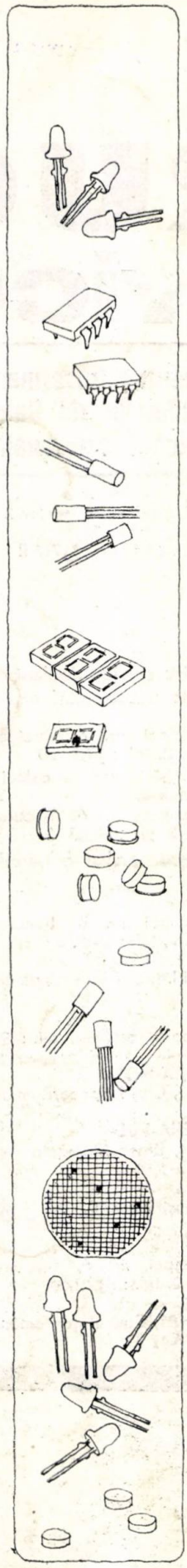
Întreprinderea noastră a luat fiinţă în 1968, în Bucureşti.
Acum, IIRUC oferă service tehnic pentru o gamă foarte largă de echipamente, printre care:
● comandă numerică pentru maşini-unelte ● sisteme şi minisisteme de calcul ● instrumente electronice de analiză şi măsură ● automate de dirijarea circulaţiei ● televiziune în circuit închis ● radiotelefoane ● aparatură medicală ● diverse alte echipamente
În principal, service-ul tehnic pe care îl oferim se compune din :
● întreţinerea preventivă periodică ● intervenţii la cerere la sediul beneficiarului ● reparaţii şi recondiţionări în laboratoare proprii ● instruirea personalului de exploatare al beneficiarului.
Aceste servicii sînt oferite atît utilizatorilor, cît şi producătorilor români sau străini, în România sau pe terţe pieţe.

11 SECŢII DE PRODUCŢIE — 80 DE FILIALE

În prezent, IIRUC deţine contracte de service cu mai mult de 16 000 de beneficiari români sau străini, deservind un parc de peste 350 000 de unităţi fizice.
Mai mult decît atît, acest parc se caracterizează prin existenţa a aproximativ 1 000 de tipuri diferite de echipamente, provenind de la 60 de producători independenţi.
Pentru a răspunde acestor cerinţe, ne-am structurat activitatea pe 11 secţii de producţie coordonate prin Sediul Central din Bucureşti.

Secţii naţionale pentru service dedicat
- S 15 — Procese automatizate prin comandă numerică
  — Bd. Dimitrie Pompei nr. 6, Bucureşti/România, sectorul 2, tel. : 87.37.20
- S 20 — Sisteme şi minisisteme de calcul cu utilizare generală
  — Bd. Dimitrie Pompei nr. 6, Bucureşti/România, sectorul 2, tel. : 88.68.20

Secţii teritoriale pentru service generalizat
- **S 03 — BUCUREŞTI**
  — Bd. Dimitrie Pompei nr. 6, Bucureşti/România, sectorul 2, tel. : 88.60.65
- **S 07 — OLTENIA**
  — Cartier Rovine, bl. A, Craiova/România, tel. : 941/4.70.61
- **S 08 — BANAT**
  — Piaţa 700, Timişoara/România, tel. : 961/3.45.26
- **S 09 — TRANSILVANIA-NORD**
  — Str. Cimpeni nr. 28, Cluj-Napoca/România, tel. : 951/3.41.14
- **S 10 — TRANSILVANIA-SUD**
  — Str. Traian nr. 34, Braşov/România, tel. : 921/3.09.37
- **S 11 — MOLDOVA**
  — Str. Republicii, Iaşi/România, tel. : 981/3.28.44, 3.33.02
- **S 12 — MUNTENIA**
  — Bd. Dimitrie Pompei nr. 6, Bucureşti/România, sectorul 2, tel. : 88.61.80
- **S 13 — DOBROGEA**
  — Str. Poporului nr. 121, Constanţa/România, tel. : 916/6.45.95, 6.47.93



Centrul de Cercetare Ştiinţifică şi Inginerie Tehnologică pentru **semiconductoare**

oferă:

- COMPONENTE ELECTRONICE SEMICONDUCTOARE DE INALTA PERFORMANTA

  ▪ diode ▪ tranzistoare ▪ circuite integrate ▪ circuite integrate hibride ▪ dispozitive optoelectronice ▪ dispozitive de microunde ▪ circuite la comandă ▪

- TEHNOLOGII SI PROCESE DE REALIZARE A COMPONENTELOR ELECTRONICE SEMICONDUCTOARE

  ▪ tehnologia MONOCIP de integrare tipizată a schemelor propuse de beneficiar ▪ tehnologia de fabricaţie pentru diode electroluminiscente ▪ tehnologia VMOS pentru tranzistoare de putere

- APARATURA DE TESTARE SI CONTROL

asigură:

- ATESTAREA CALITATII COMPONENTELOR ELECTRONICE IN EXECUTIE NORMALA, CLIMATIZATA, NORMALA, PENTRU CLIMAT RECE, PENTRU CLIMATE COMBINATE SI CU FUNCTIONARE INTRE 1500 SI 2000m (ALTITUDINE)
- ATESTAREA CALITATII MATERIALELOR ULTRAPURE PENTRU MICROELECTRONICA
- ASISTENTA TEHNICA IN CERCETARE, OMOLOGARE COMPONENTE ELECTRONICE SEMICONDUCTOARE
- SERVICII ELECTRONICE

ccsit-s Bucureşti Str. Erou Iancu Nicolae Nr. 32 B Sector 2 Telefon 33 30 40 Telex 11203 iprs r

E 2040
64
04
Elektrotech
R
1985 AUG 2 9
REFERALVA

Electrotehnica Electronica Automatica

AUTOMATICA ŞI ELECTRONICA • BUCUREŞTI • ANUL 29 • NR. 2 • IUNIE 1985

IIRUC service

Întreprinderea pentru Întreţinerea şi Repararea Utilajelor de Calcul şi de Electronică Profesională

Bucureşti — România
Bd. Dimitrie Pompei nr. 6, sector 2
Telefon : 88.20.70
Telex : Service I.I.R.U.C. 11716 R

Întreprinderea noastră a luat fiinţă în 1968, în Bucureşti.
Acum, IIRUC oferă service tehnic pentru o gamă foarte largă de echipamente, printre care: ● comandă numerică pentru maşini-unelte ● sisteme şi minisisteme de calcul ● instrumente electronice de analiză şi măsură ● automate de dirijarea circulaţiei ● televiziune în circuit închis ● radiotelefoane ● aparatură medicală ● diverse alte echipamente
În principal, service-ul tehnic pe care îl oferim se compune din :
● întreţinerea preventivă periodică ● intervenţii la cerere la sediul beneficiarului ● reparaţii şi recondiţionări în laboratoare proprii ● instruirea personalului de exploatare al beneficiarului.
Aceste servicii sînt oferite atît utilizatorilor, cît şi producătorilor români sau străini, în România sau pe terţe pieţe.

11 SECŢII DE PRODUCŢIE — 80 DE FILIALE

În prezent, IIRUC deţine contracte de service cu mai mult de 16 000 de beneficiari români sau străini, deservind un parc de peste 350 000 de unităţi fizice.
Mai mult decît atît, acest parc se caracterizează prin existenţa a aproximativ 1 000 de tipuri diferite de echipamente, provenind de la 60 de producători independenţi.
Pentru a răspunde acestor cerinţe, ne-am structurat activitatea pe 11 secţii de producţie coordonate prin Sediul Central din Bucureşti.

Secţii naţionale pentru service dedicat

- S 15 — Procese automatizate prin comandă numerică
  — Bd. Dimitrie Pompei nr. 6, Bucureşti/ România, sectorul 2, tel. : 87.37.20
- S 20 — Sisteme şi minisisteme de calcul cu utilizare generală
  — Bd. Dimitrie Pompei nr. 6, Bucureşti/ România, sectorul 2, tel. : 88.68.20

Secţii teritoriale pentru service generalizat

- **S 03 — BUCUREŞTI**
  — Bd. Dimitrie Pompei nr. 6, Bucureşti/ România, sectorul 2, tel. : 88.60.65
- **S 07 — OLTENIA**
  — Cartier Rovine, bl. A, Craiova/România, tel. : 941/4.70.61
- **S 08 — BANAT**
  — Piaţa 700, Timişoara/România, tel. : 961/ 3.45.26
- **S 09 — TRANSILVANIA-NORD**
  — Str. Cimpeni nr. 28, Cluj-Napoca/România, tel. : 951/3.41.14
- **S 10 — TRANSILVANIA-SUD**
  — Str. Traian nr. 34, Braşov/România, tel. : 921/3.09.37
- **S 11 — MOLDOVA**
  — Str. Republicii, Iaşi/România, tel. : 981/ 3.28.44, 3.33.02
- **S 12 — MUNTENIA**
  — Bd. Dimitrie Pompei nr. 6, Bucureşti/ România, sectorul 2, tel. : 88.61.80
- **S 13 — DOBROGEA**
  — Str. Poporului nr. 121, Constanţa/România, tel. : 916/6.45.95, 6.47.93

ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ŞI AUTOMATICA

Anul 29 Nr. 2 iunie 1985

AUTOMATICA ŞI ELECTRONICA

CZ 537.311.33 : 546.28

SEMICONDUCTORI
SILICIU AMORF HIDROGENAT

Grigorovici, R. ş.a. : **Stadiul actual al cercetării şi aplicaţiilor siliciului amorf hidrogenat.**

E.E.A. — **Automatica şi electronica 29,** nr. 2, iunie 1985, p.47

În lucrare sînt trecute în revistă cercetările efectuate pe plan mondial şi la Institutul de fizică şi tehnologia materialelor (IFTM) — Bucureşti, asupra utilizării siliciului amorf hidrogenat în realizarea de dispozitive electronice cu semiconductoare amorfe, în special celule solare.

CZ 621.59

TELEPRELUCRARE DATE
CONCENTRAŢIE METAN

Sterlu, D. ş.a. : **Teleprelucrarea datelor privind concentraţia de metan în exploatările subterane de cărbune.**

E.E.A. — **Automatica şi electronica 29,** nr. 2, iunie 1985, p.52

Lucrarea descrie structura hardware şi software a unei instalaţii de măsurare a concentraţiei de metan în exploatările miniere subterane. Instalaţia este pilotată de microprocesorul M. 6800 şi asigură decuplarea alimentării cu energie în subteran în cazul depăşirii concentraţiilor de metan considerate periculoase.

CZ 621.316.82 : 621.383 : 621.385.2

REZISTENŢA SERIE DISTRIBUITĂ
CELULA SOLARĂ
DIODA ELECTROLUMINESCENTĂ

Nicolaescu, D. ş.a. : **Rezistenţa serie distribuită la celule solare p—n şi diode electroluminescente : o abordare unitară.**

E.E.A. — **Automatica şi electronica 29,** nr. 2, iunie 1985, p. 56

Pentru a descrie funcţionarea unei celule solare la nivele mari de injecţie sau pentru a pune în evidenţă distribuţia spaţială a densităţii de curent la diode electroluminescente, este necesar să se folosească modelul rezistenţei serie distribuite.

Lucrarea realizează o modelare unitară pentru ambele tipuri de dispozitive, punînd bazele unei proiectări de grilă optimizată pentru celula solară şi pentru dioda electroluminescentă în condiţiile de mai sus.

CZ 538.531.2

AFIŞAJ
LED

Marinescu, N. ş.a. : **βL-100, circuit integrat pentru afişaj analogic pe o baretă de LED-uri.**
(I) Descrierea circuitului

E.E.A. — **Automatica şi electronica 29,** nr. 2, iunie 1985, p. 58

Lucrarea de faţă descrie structura unui circuit integrat monolitic, nou, original pentru comanda a 5 LED-uri, constituite într-o baretă luminoasă a cărei lungime depinde liniar sau logaritmic de tensiunea de la intrare.

CZ 621.367.2

DEFECTE DE ÎMPACHETARE
OXIDAREA SILICIULUI

Sachelarie, D. ş.a. : **Activitatea electrică a defectelor de impachetare induse de oxidare în siliciu.**

E.E.A. — **Automatica şi electronica 29,** nr. 2, iunie 1985, p. 65

Lucrarea analizează influenţa condiţiilor de oxidare asupra lungimii defectelor de impachetare extrinseci şi corelarea acestei mărimi cu variaţia timpului de viaţă a purtătorilor de sarcină din siliciu.

CRONICĂ

ELECTRONICA, 84 68

COMITETUL DE REDACŢIE

Prof. dr. doc. şt. tehn. ing. I. S. ANTONIU, membru coresp. la Academiei R. S. România ; prof. dr. ing. C. APETREI ; acad. dr. doc. şt. tehn. ing. A. AVRAMESCU ; ing. I. BĂTRINA ; prof. dr. doc. şt. tehn. ing. N. BOŢAN ; dr. ing. C. BULUCEA ; dr. ing. V. BUNEA ; prof. dr. ing. S. CĂLIN ; prof. dr. ing. V. CĂTUNEANU ; ing. V. CEOCEONICĂ ; prof. dr. doc. şt. tehn. ing. V. CORLĂŢEANU ; prof. dr. ing. T. DORDEA ; prof. dr. ing. M. DRĂGANESCU ; prof. dr. ing. S. FLOREA ; prof. dr. ing. M. HĂNGĂNUŢ ; prof. dr. doc. şt. tehn. G. HORTOPAN ; ing. I. ILIESCU ; ing. V. LEFTER ; dr. ing. A. NICOLAIDE ; ing. A. POPA ; prof. dr. ing. S. PUŞCAŞU ; ing. M. SÎRBU ; dr. ing. VALERIUS STANCIU, redactor resp. adjunct ; dr. ing. FLORIN TEODOR TĂNĂSESCU, redactor responsabil.

Redactor principal : VIORICA ANASTASESCU
Tehnoredactor : CORNELIA CRISTESCU

СОДЕРЖАНИЕ

УДК 537.311.33: 546.28

ПОЛУПРОВОДНИКИ
ГИДРИРОВАННЫЙ АМОРФНЫЙ КРЕМНИЙ

Григорович, Р. и др.: **Современное состояние исследования и применений гидрированного аморфного кремния.**

Е.Е.А. — **Automatia şi electronica 29**, № 2, июнь 1985, стр.47

В работе производится смотр проведенных исследований на мировом плане и в физическом Институте для технологии материалов (ИФТМ) — Бухарест по применению аморфного гидрированного кремния в изготовлении электронных приборов с аморфными полупроводниками, в частности солнечные ячейки.

УДК 621.59

ТЕЛЕОБРАБОТКА ДАННЫХ
КОНЦЕНТРАЦИЯ МЕТАНА

Стериу, Д. и др.: **Телеобработка данных по концентрацию метана в подземных угольных эксплуатациях.**

Е.Е.А. — **Automatica şi electronica 29**, № 2, июнь 1985, стр. 52

Работа описывает структуру hardware и software установки для измерения концентрации метана в горных подземных эксплуатациях. Установка пилотирована микропроцессором М 6800 и обеспечивает выключение питания с энергией в подземелье в случае превышения концентраций метана, считанных опасными.

УДК 621.316.82: 621.383:621.385.2

СЕРИЙНОЕ РАСПРЕДЕЛЕННОЕ СОПРОТИВЛЕНИЕ
ЭЛЕКТРОЛЮМИНИСЦЕНТНЫЙ ДИОД
СОЛНЕЧНАЯ ЯЧЕЙКА

Николаеску, Д. и др.: **Серийное сопротивление распределаённое при солнечных ячейках *p-n* при электролюминисцентных диодах: единое рассмотрение.**

Е.Е.А. — **Automatica şi electronica 29**, № 2, июнь 1985, стр. 56

Для описания работы одной солнечной ячейки на высоких уровнях инжекции или для выявления пространственного распределения плотности тока при электролюминисцентных диодах необходимо использовать модель серийного распределенного сопротивления.

Работа реализует единое моделирование для обоих типов приборов, положа основы проектирования сетки, оптимизированной для солнечной ячейки и для электролюминесцентного диода при вышеуказанных условиях.

УДК 538.531.2

ИНДИКАЦИЯ
ЭЛД

Маринеску, Н. и др.: **βL — 100, интегральная микросхема для аналоговой индикации на одной шине ЭЛД. 1) Описание микросхемы.**

Е.Е.А. — **Automatica şi electronica 29.** № 2, июнь 1985, стр. 58

Настоящая работа описывает структуру новой монолитной интегральной микросхемы, оригинальной для управления 5 ЭЛД, составлеными в одной светлой шине, длина которой зависит линейно или логарифмически от входного напряжения.

УДК 621.867.2

ДЕФЕКТЫ УПАКОВКИ
ОКИСЛЕНИЕ КРЕМНИЯ

Сакелариє, Д. и др.: **Электрическая деятельность дефектов упаковки, индуктированных окислением кремния**

Е.Е.А. — **Automatica şi electronica 29**, №. 2, июнь 1985, стр. 65

Работа рассматривает влияние условий окисления на длине внешних дефектов упаковки и соотношение этой величины с изменением времени жизни носителей заряда кремния.

ХРОНИКА

ЭЛЕКТРОНИКА, 84 68

INHALT

DK 537.311.33 : 546.28

HALBLEITER
HYDRIERTES AMORPHES SILIZIUM

Grigorovici, R. u.a. : **Das gegenwärtige Stadium der Forschung und Anwendungen des hydrierten amorphen Siliziums.**

E.E.A. — **Automatica şi electronica 29**, Nr. 2, Juni 1985, S.47

Die Arbeit beschreibt die auf Weltebene und beim Institut für Physik und Technologie der Materialien (IFTM) — Bucureşti durchgeführten Forschungen über den Einsatz des hydrierten amorphen Siliziums in der Realisierung von elektronischen Vorrichtungen mit amorphen Halbleitern, insbesondere Solarzellen.

DK 621.59

FERNVERARBEITUNG DER DATEN
METHANKONZENTRATION

Steriu, D. u.a. : **Fernverarbeitung der Daten über die Methan konzentration im unterirdischen Kohlenbergbau.**

E.E.A. — **Automatica şi electronica 29,** Nr. 2, Juni 1985, S.52

Die Arbeit beschreibt die hardware — und software — Struktur einer Anlage zum Messen der Methankonzentration im unterirdischen Kohlenbergbau. Die Anlage wird vom Mikroprozessor M. 6800 angesteuert und sichert die Loskopplung der unterirdischen Energieversorgung im Fall der Überschreitung der als gefährlich betrachteten Methankonzentrationen.

DK 621.316.82 : 621.383 : 621.385.2

VERTEILTER SERIENWIDERSTAND
SOLARZELLE
ELEKTROLUMINESZENTE DIODE

Nicolaescu, D. u.a. : **Serienwiderstand verteilt bei p — n Solarzellen und elektrolumineszenten Dioden : eine einheitliche Erörterung.**

E.E.A. — **Automatica şi electronica 29,** Nr. 2, Juni 1985, S.56

Für die Beschreibung der Funktion einer Solarzelle bei hohen Injektionsniveaus oder für das Hervorheben der räumlichen Verteilung der Stromdichte bei elektrolumineszenten Dioden, ist der Einsatz des Modells des verteilten Serienwiderstands notwendig.

Die Arbeit realisiert eine einheitliche Gestaltung für beide Vorrichtungstypen und legt die Grundlagen des Entwurfs eines optimierten Gitters für die Solarzelle und für die elektrolumineszente Diode unter den oben beschriebenen Bedingungen.

DK 538.531.2

ANZEIGE
LED

Marinescu, N. u.a : **βL-100, integrierter Schaltkreis für analoge Anzeige auf einem LED-Netz.**
(I) Beschreibung des Schaltkreises

E.E.A. — **Automatica şi electronica 29,** Nr. 2, Juni 1985, S. 58

Die Arbeit beschreibt die Struktur eines neuen, originellen monolithischen integrierten Schaltkreises für die Steuerung von 5 LEDs, die ein leuchtendes Netz bilden, dessen Länge linear oder logarithmisch von der Eingangsspannung abhängt.

DK 621.867.2

VERPACKUNGSDEFEKTE
SILIZIUMOXYDIERUNG

Sachelarie, D. u.a : **Die elektrische Tätigkeit der von der Oxydierung im Silizium induzierten Verpackungsdefekte.**

E.E.A. — **Automatica şi electronica 29,** Nr. 2, Juni 1985,S.65

Die Arbeit analysiert den Einfluss der Oxydierungsbedingungen auf die Länge der äusseren Verpackungsdefekte und die Korrelierung dieser Grösse mit der Änderung der Lebensdauer der Ladungsträger im Silizium.

CONTENTS

DC 537.311.33 : 546.28

SEMICONDUCTORS
HYDROGENATED AMORPHOUS SILICON

Grigorovici, R. and others : **Present — Day Stage of Research and Applications of Hydrogenated Amorphous Silicon.**

E.E.A. — **Automatica şi electronica 29,** nr. 2, june 1985, p. 47

In the paper the authors survey the researches carried out in the whole world and at the Institute of Physics and Material Technology (IFTM) — Bucharest concerning the use of hydrogenated amorphous silicon in producing amorphous semiconductor electronic devices especially solar cells.

DC 621.59

DATA TELEPROCESSING
METHANE CONCENTRATION

Steriu, D. and others : **Teleprocessing of Data Concerning Methane Concentration in Coal Mining.**

E.E.A. — **Automatica şi electronica 29,** nr. 2, june 1985, p. 52

The paper describes the hardware and software structure of an equipment measuring methane concentration in coal underground exploitation. The equipment is guided by the M 6800 microprocessor and it assures disconnection of power lead in the mine in case of going beyond the methane concentrations that are considered dangerous.

DC 621.316.82 : 621.383 : 621.385.2

DISTRIBUTED SERIES RESISTANCE
SOLAR CELL
LIGHT EMITTING DIODE

Nicolaescu, D. and others : **Distributed Series Resistance at p—n Solar Cells and Light Emitting Diodes : A Unitary Approach.**

E.E.A. — **Automatica şi electronica 29,** nr. 2, june 1985, p. 56

To describe the operating system of a solar cell at high injection levels or to emphasize the spatial distribution of current density at light emitting diodes, it is necessary to use the distributed series resistance model.

The paper achieves a unitary modelling for both types of devices laying the foundations of an optimized grid design for solar cell and for light emitting diode under the conditions previously mentioned.

DC 538.531.2

DISPLAY
LED

Marinescu, N. and others : **βL-100 Integrated Circuit for Analogue Display on a LED ARRAY (I) Description of the circuit.**

E.E.A. — **Automatica şi electronica 29,** nr. 2, june 1985, p. 58

The present paper describes the structure of a new original monolithic integrated circuit for the command of 5 light emitting diodes, constituted in a luminous array whose length linearly or logarithmically depends on input voltage.

DC 621.867.2

PACKING DEFECTS
SILICON OXIDATION

Sachelarie, D. and others: **Electronic Activity of Packing Defects Produced by Oxidation in Silicon.**

E.E.A — **Automatica şi electronica 29,** nr. 2, june 1985, p. 65

The paper analyses the influence of oxidation conditions on the length of extrinsec packing defects and the correlation of this magnitude with the variation of lifetime of silicon charge carriers.

SOMMAIRE

CD 537.311.33 : 546.28

SEMI-CONDUCTEURS
SILICIUM AMORPHE HYDROGÈNÉ

Grigorovici R. et .a. : **L'étape actuelle de la recherche scientifique et des utilisations du silicium amorphe hydrogèné.**

E.E.A. — **Automatica şi electronica 29,** nr. 2, juin 1985, p. 47

L'ouvrage passe en revue les recherches effectuées dans tout le monde et l'Institut de physique et technologie des materiaux (IFTM) — Bucarest concernant l'utilisation du silicium amorphe hydrogèné pour la réalisation des dispositifs électroniques avec des semi-conducteurs amorphes specialement des cellules solaires.

CD 621.59

TÉLÉTRAITEMENT DATES
CONCENTRATION MÉTHANE

Steriu, D. et.a. : **Télétraitement des dates concernant la concentration du méthan dans les exploitations souterraines du charbon.**

E.E.A. — **Automatica şi electronica 29,** nr. 2, juin 1985, p. 52

L'ouvrage présente la structure hardware et software d'une installation de mesure de la concentration du méthane dans les exploitations minières souterraines. L'installation est actionnée par le microprocesseur M 6800 et assure le découplage d'alimentation en souterraines avec énergie au moment du dépassement des concentrations du méthane considerées dangereuses.

CD 621.316.82 : 621.383. : 621.385.2

RÉSISTENCE SÉRIE DISTRIBUÉE
CELLULE SOLAIRE
DIODE ELECTROLUMINISCENTE

Nicolaescu, D. et.a. : **Résistence série distribuée aux cellules solaires p—n et diods éléctroluminiscentes : une présentation unitaire.**

E.E.A. — **Automatica şi electronica 29,** nr. 2, juin 1985, p. 56

Pour décrir le fonctionnement d'une cellule solaire aux grands niveaux d'injection ou pour mette en evidence la distribution spatiale de la densité du courant a la diode éléctroluminiscente il est necessaire d'utiliser le modèle de la résistence série distribuée. L'ouvrage réalise le modèle unitaire pour les deux types de dispositifs mettant les bases d'une meilleur projection sur grille pour la cellule solaire pour la diode éléctroluminiscente dans les conditions ci-dessus.

CD 538.531.2

AFFICHAGE
LED

Marinescu, N. et.a. : **βL-100, circuit intégré pour affichage analogique sur une barrette de LED. (I) Déscription du circuit.**

E.E.A. — **Automatica şi electronica 29,** nr. 2, juin 1985, p.58

L'ouvrage décrie la structure d'un nouveau circuit integré monolitique original pour commander 5 LED, constituée dans une barrette lumineuse dont la longneur depend linéairement au logarithmiquement de la tension à l'entrée.

CD 621.867.2

DEFAUTS D'EMBALLAGE
OXYDATION DU SILICIUM

Sachelarie, D. et.a. : **L'activité électrique des défauts d'emballage provoqués par oxydation en silicium.**

E.E.A. — **Automatica şi electronica 29,** nr. 2, juin 1985, p. 65

L'ouvrage analyse l'influence des conditions d'oxydation sur la longueur des défauts d'emballage extrinsèque et la correlation de cette grandeur avec la variation du temps d'existence des porteurs de charge du silicium.

ELECTROTEHNICA,
ELECTRONICA ŞI AUTOMATICA
ORGAN AL MINISTERULUI INDUSTRIEI CONSTRUCŢIILOR DE MAŞINI

Automatica şi electronica nr. 2

CZ 537.311.33 : 546.28

SEMICONDUCTORI
SILICIU AMORF HIDROGENAT

Stadiul actual al cercetării şi aplicaţiilor siliciului amorf hidrogenat*

RADU GRIGOROVICI, CORNELIU POPESCU** – BUCUREŞTI

Desvoltarea actuală pe plan mondial a unei industrii a siliciului amorf a rezultat din cercetări fundamentale efectuate de grupul Spear prin 1970 asupra mobilităţii de drift a siliciului amorf. Pe atunci singurii semiconductori amorfi care depăşeau sfera interesului pur ştiinţific erau seleniul amorf pentru xerografie şi sticlele chalcogenide ale lui Kolomiets şi Ovshinsky.

Primele cercetări pe plan mondial asupra semiconductorilor amorfi elementali, germaniu şi siliciu, au fost întreprinse încă în anii 1960 la Institutul de fizică – Bucureşti, în calea Victoriei. S-a încercat aci chiar realizarea unui tranzistor hibrid monocristal-amorf cu germaniu.

A devenit însă curînd evident că germaniul amorf şi siliciul amorf sînt semiconductori similari din multe puncte de vedere cu monocristalele respective, dar rămîn de tip *p* sau *n* la orice încercări de dopare sau purificare, nu prezintă efecte de injecţie şi numai slabe efecte de fotoconducţie.

Cercetările de structură atomică au explicat similaritătile prin conservarea cu o bună aproximaţie în reţeaua topologic dezordonată a amorfului a ordinei în apropiere din cristal (modul de legare cu primii vecini). Dezordinea şi numărul mare (absolut $10^{20}/cm^3$, dar relativ mic sub 1/1000) de legături nesatisfăcute sînt responsabile pentru prelungirea benzilor de conducţie şi valenţă prin cozi de stări în intervalul energiilor interzise şi respectiv densitatea mare de stări localizate de defecte în mijlocul intervalului. La rîndul lor toate aceste stări din interiorul intervalului energetic al amorfului au ca efect rata de recombinare ridicată şi nedopabilitatea.

Căutarea unui siliciu amorf de rezistivitate ridicată, pentru măsurătorile de mobilitate de drift, l-a condus pe profesorul Spear din Dundee către siliciul amorf preparat de Alexander, Sterling şi Chittick prin descompunerea silanului în plasmă de radiofrecvenţă, siliciu amorf care s-a dovedit a avea, în plus, efect de cîmp puternic şi proprietăţi fotoconductoare remarcabile, în contrast cu semiconductorii amorfi elementali cercetaţi pînă atunci.

Contribuţia grupului Paul din Harward a fost esenţială în înţelegerea faptului că siliciul amorf măsurat de grupul Spear nu este siliciu amorf pur (a–Si) ci un aliaj amorf siliciu-hidrogen (a-Si : H) în care hidrogenul saturează legăturile nesatisfăcute şi relaxează tensiunile reţelei dezordonate. Cercetările recente sugerează chiar pentru a–Si : H un caracter intrinsec neomogen, în sensul unor insule cu puţin hidrogen interconectate prin zone bogate în hidrogen.

În 1977, prin patentarea de către Carlson de la R.C.A. a primei celule, începea cariera solară a siliciului amorf hidrogenat.

În prezent, la mai puţin de 10 ani de la acest eveniment există deja o industrie a siliciului amorf pe plan mondial, care continuă să se dezvolte exploziv.

Figura 1 colectează date [1] asupra evoluţiei în timp a eficienţei de conversie şi volumului de producţie în putere de vîrf pe an, pentru celulele solare cu a–Si : H. Spre sfîrşitul lui 1981, eficienţa de conversie pe arie mică depăşise limita de 8%, considerată ca economic raţională pentru aplicaţii terestre, iar capacitatea de producţie anuală a industriei a–Si : H atinsese 1MW putere de vîrf. De atunci această capacitate de producţie s-a dublat anual.

Trecerea în revistă care urmează va trata în special problemele cercetării-dezvoltării celulelor solare, dar vor fi deasemeni menţionate şi alte domenii promiţătoare de aplicare ale a–Si : H, deschise recent.

---

* Lucrare invitată, prezentată la Conferinţa anuală de semiconductoare, ediţia a 7-a, Timişul-de-Sus, 10–13 Octombrie 1984.

** Institutul de fizică şi tehnologia materialelor – Bucureşti

Reducerea prin hidrogenare a densităţilor de stări localizate, din intervalul dintre benzi, de la cca. $10^{20}/cm^3$ în a—Si pur la 10^{16} — $10^{17}/cm^3$ în a—Si : H este spectaculoasă, dar recombinarea încă ridicată şi mobilitatea scăzută din cauza dezordinii, conduc la o lungime de difu-

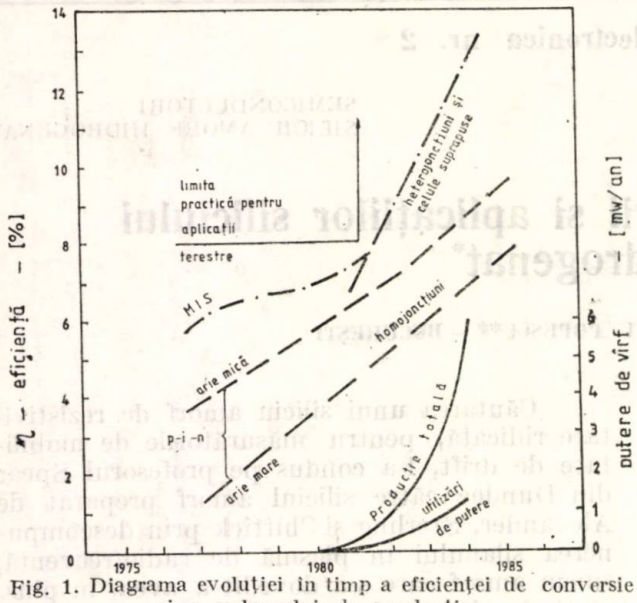


Fig. 1. Diagrama evoluţiei în timp a eficienţei de conversie şi a volumului de producţie.

zie de ordinul 0,2—0,3 μm, neglijabilă faţă de cîteva sute de μm în siliciul monocristalin solar grade.

Din fericire dezordinea siliciului amorf are şi o latură pozitivă, prin aceea că elimină restricţiile cuantice de impuls impuse tranziţiilor indirecte de absorbţie optică. Ca urmare a acestui fapt, şi a creşterii gapului optic prin hidrogenare la 1,7 eV, absorbţia optică a siliciului amorf hidrogenat în domeniul maximului spectrului solar este cu mai mult de un ordin de mărime, mai mare, decît cea a siliciului monocristalin. Din această cauză, pentru absorbţia unei părţi semnificative a energiei spectrului solar o plachetă de 2—300 μm de siliciu monocristalin este înlocuibilă cu un strat de siliciu amorf hidrogenat de 1 μm. Această grosime este comparabilă cu lărgimea pe care se poate extinde o zonă de cîmp în siliciul amorf intrinsec de bună calitate.

Prin schimbarea conceptului de colectare fotovoltaică de la cel de difuzie la cel de cîmp, după cum se arată în figura 2, a — Si : H se poate apropia de performanţele fotovoltaice ale siliciului monocristalin.

Adăugînd la performanţele fotovoltaice satisfăcătoare avantajele consumului redus de material, ieftinităţii suportului (care poate fi de arie mare sau chiar bandă flexibilă) şi simplităţii relative a tehnologiei, competitivitatea siliciului amorf pentru energetica solară devine evidentă. De fapt se prelimnează competitivitatea energeticii solare a siliciului amorf cu energetica bazată pe surse convenţionale.

După avansul iniţial în performanţe al celulelor MIS cu a—Si : H, celulele cu structură $p-i-n$ preiau conducerea după 1981 ca mai

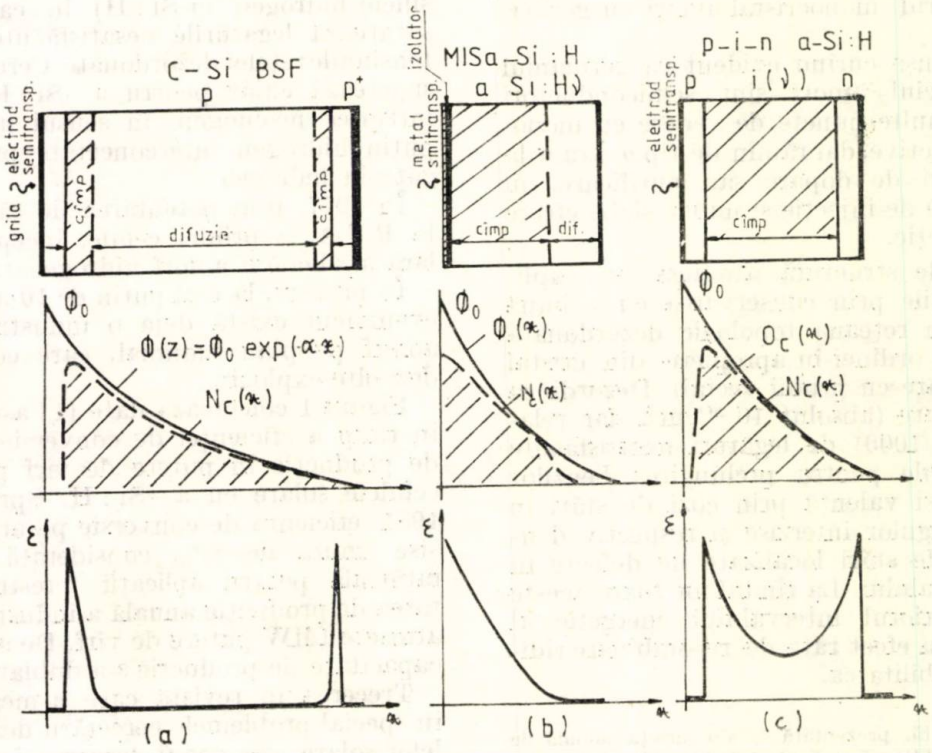


Fig. 2. Structura fotovoltaică, distribuţia purtătorilor generaţi [$\Phi(x)$] şi colectaţi [$Nc(x)$] şi distribuţia de cîmp la : (a) joncţiune cu monocristal de tip BSF, (b) barieră Schottky MS sau MIS cu a—Si : H(c) joncţiune $p-i-n$ cu a — $Si : H$.

sigure pentru arii mari şi cu potenţial mai promiţător pentru îmbunătăţirea performanţelor şi reproductibilitate tehnologică. De atunci progresul în performanţe şi capacitate de producţie a avut loc pe cîteva căi de îmbunătăţire care vor fi menţionate în continuare. *Structurile cu heterojoncţiune fereastră* au apărut ca o posibilitate de reducere a pierderilor de absorbţie în stratul frontal p (al structurii $p-i-n$) al cărui interval optic poate descreşte, la dopare puternică cu bor, de la 1,7—1,8 eV ai a—Si : H intrinsec pînă la 1,4 eV.

După ce s-a arătat [2] că pentru un aliaj amorf a—SiC : H intervalul optic creşte cu conţinutul de carbon, şi că fotoconductivitatea pierdută în acest proces se recapătă la doparea cu bor [3], s-a deschis calea pentru structuri de tip heterojoncţiune $p-i-n$, cu fereastră de bandă largă de tip $p-a-$SiC : H, crescînd rata de îmbunătăţire a performanţelor, figura 1.

Recent a fost investigat, ca material de fereastră, un nou aliaj de siliciu hidrogenat, a—SiN : H. El se poate prepara din amestecuri silan/azot [4], iar intervalul său optic creşte cu conţinutul de azot şi puterea de RF în plasmă [5]. S-a arătat [6] că se pot obţine densităţi de curent de scurtcircuit AM1 de 15mA/cm^2 în celule $p-i-n$ cu fereastră de a—SiN :H. Aliajul pare de asemenea promiţător pentru structuri tandem [7].

Un alt avantaj al structurii de heterojoncţiune cu fereastră este că îmbunătăţeşte performanţele celulei şi prin reducerea recombinării de interfaţă prin prezenţa unei discontinuităţi de energie a benzii de conducţie la interfaţa $p-i$ a celulei [10].

Camerele de depunere separate au apărut pentru evitarea contaminării care apare cînd diversele straturi ale structurii $p-i-n$ sînt toate depuse în acelaşi reactor [8]. Îmbunătăţirile obţinute pe această cale au depăşit însă cu mult aşteptările.

Pe de o parte metoda a permis controlul şi cercetarea efectului contaminării cu bor şi s-a constatat că o dopare controlată, redusă, cu bor a stratului intrinsec conduce la performanţe îmbunătăţite faţă de intrinsecul fără bor [9].

Pe de altă parte metoda îmbunătăţeşte eficienţa tehnologică, deoarece un reactor tunel cu camere separate, de diverse lungimi, poate rezolva problema pusă unui proces tehnologic automatizat de timpii de depunere net diferiţi ai stratului intrinsec şi straturilor subţiri n şi p ale celulei $p-i-n$ [11].

Îmbunătăţirea performanţelor prin metoda camerelor separate este legată de îmbunătăţirea produsului, durată de viaţă-mobilitate şi reducerea factorului de recombinare de suprafaţă.

Depunerile prin metoda camerelor separate oferă şi posibilitatea realizării de celule multistrat cu structuri $p-i-n$ suprapuse, de eficienţă ridicată [12].

Doparea slabă cu bor a stratului i, deja menţionată, îmbunătăţeşte performanţele celulei în ceeace priveşte eficienţa de colectare integrală şi spectrală, şi dependenţa acestora de tensiunea de polarizare, prin îmbunătăţirea uniformităţii cîmpului în stratul i [14]. Pornind de la această idee s-a cercetat şi doparea gradată cu bor care a dus la celule cu eficienţă de colectare de 9,45% [9].

Deşi foarte promiţătoare, doparea gradată cu bor mai trebuie încă cercetată înainte de a fi folosită cu încredere, căci diverse laboratoare raportează valori optime pentru doparea cu bor variind între 2—3 ppm [11] şi 0,3—0,4 ppm[9].

Efectele de intensificare şi confinare optică în celulele cu a—Si :H au fost imaginate şi aplicate pentru creşterea absorbţiei şi eficienţei de colectare a fotonilor de lungimi de undă mari, în stratul intrinsec optim relativ subţire al structurii $p-i-n$(0,6—0,7 μm). În acest scop se folosesc, fie un electrod de spate reflectant şi texturat de TiO_2/Ag/SUS-oţel inox polizat chimic [14], fie o combinaţie între un electrod de spate bine reflectant de ITO/Ag şi un electrod frontal transparent rugos de SnO_2 [15]. Prin ambele metode s-a obţinut o eficienţă de conversie de cca 9,2%. Stratul de ITO (oxid de indiu şi staniu) îmbunătăţeşte aderenţa Ag la a—Si : H, iar ca electrod transparent frontal s-a folosit SnO_2 în loc de ITO, pentru evitarea difuziei In în stratul de a—Si :H şi crearea de bariere parazite care reduc tensiunea de gol şi curentul de scurtcircuit/16/.

Celulele suprapuse multistrat permit o mai bună utilizare a energiei spectrului solar. Există în momentul de faţă o serie completă de aliaje fotoconductoare de a—Si : H un interval energetic optic de la 2eV pînă la 0,2 eV şi anume : a—SiN : H şi a—SiC : H, apoi a—Si : H,a—SiGe : H şi în final a—SiSn :H. Ca material de interval optic mic poate fi folosit şi un strat policristalin de siliciu.

S-au realizat celule suprapuse multistrat fie ca celule suprapuse de a—Si : H de diverse grosimi [17], fie ca celule tandem a—Si : H/a—SiGe : H cu două sau trei structuri, fie ca celule suprapuse a—Si : H/poli-c-Si [18]. În celulele tandem cu trei structuri s-a obţinut o eficienţă de 8,6% în timp ce la structurile a—Si/poli-Si s-a atins valoarea record de 12,5%.

Pe baza tehnologiei cu camere separate se proiectează celule suprapuse a—SiN : H/a—Si : H/a—SiSn : H cu o limită teoretică de eficienţă de 24% [19].

Încheind discuţia metodelor de îmbunătăţire a performanţelor celulelor cu a—Si : H trebuie arătat că, în ciuda inovaţiilor în tehnologia şi structura celulelor, optimizările au avut pînă acum un caracter de „bucătărie" şi că pentru optimizări mai raţionale ar fi necesară o mai bună înţelegere a colectării fotovoltaice în celulele şi cu amorf.

Se efectuează numeroase măsurători asupra acestui efect, care se interpretează prin produsul mobilitate-durată de viaţă şi dependenţa sa de diverse condiţii. S-a arătat însă [20], din măsurători atît pe celulele noastre cît şi pe celule comerciale, că în celulele cu a—Si : H caracterul de dezordine al materialului nu implică numai mobilităţi şi durate de viaţă reduse, ci şi mecanisme de tunelare specifice, din benzi pe stările localizate. În curentul de întuneric şi în recombinarea fotopurtătorilor pot apare componente de tunelare care reduc performanţele celulei.

Se pare că este necesară o interpretare mai largă şi mai detaliată a rezultatelor experimentale bazată pe informaţii mai bogate asupra mărimii şi distribuţiei energetice a densităţii stărilor localizate, ca şi asupra mecanismelor de transport şi recombinare în care aceste stări sînt implicate.

Înainte de a încheia cu celulele cu a—Si : H cîteva informaţii privind procesul de degradare a acestora. Se pare că mecanismul de degradare specific acestor celule, ca şi efectul Staebler-Wronski, reversibil pe straturile de a—Si : H,nu este determinat de lumină ci de procese de trapare şi/sau recombinare a purtătorilor de neechilibru generaţi de lumină sau injecţia de curent [21].

Ample încercări de durată de viaţă [22], pe celule produse în diverse condiţii, arată că stabilitatea se îmbunătăţeşte la celule nu prea groase, preparate la temperaturi de depunere mai ridicate şi puteri de RF mai mici în plasmă. În general stabilitatea bună pare să se asocieze cu un conţinut mai redus de hidrogen în strat, cu o recombinare redusă în stratul *i* şi o uşoară dopare cu bor a acestuia.

Compararea încercărilor pe diverse structuri arată că cele mai bune rezultate se obţin pe celule în care lumina intră în structura $p-i-n$ prin stratul p. Rezultatul este atribuit deformării cîmpului intern de către purtătorii generaţi, deformare care la $\mu_p \ll \mu_n$ măreşte cîmpul la interfaţa $p-i$ şi îl reduce la cea $i-n$ [22].

S-au constatat scăderi de eficienţă sub 10%, în celule bune de tip SS/$p-i-n$/ITO, după 10^4 ore de iluminare AM1, iar acest tip de structură s-a dovedit a fi mai puţin stabil decît structurile SS/$n-i-p$/ITO şi Sticlă/SnO_2/ $p-i-n$, deci timpul de viaţă al acestora este mai mare de 10^4 ore.

Pentru informaţii detaliate asupra aplicaţiilor ne-solare ale a—Si : H se poate consulta volumul celei de a 10-a Conferinţe internaţionale de semiconductori amorfi de la Tokyo, 1983 [23]. Se vor aminti pe scurt aci cîteva dintre ele care se par mai promiţătoare.

În primul rînd *dispozitivele de circuit cu a—Si : H*. Majoritatea lucrărilor privesc FET-uri cu a-Si : H, în special în legătură cu dezvoltarea de display-uri integrate cu cristale lichide, de arie mare.

Tranzistoare FET cu poartă izolată, cu izolator Si—N, strat activ $i-n$—Si : H, contacte n^+-a—Si : H, au un curent de drenă în stare OFF sub 10pA, care creşte pînă la 20μA în domeniul 10—15 V al tensiunii de poartă [24]. S-au obţinut curenţi de drenă peste 0,1 mA în FET-uri policristaline, în care stratul policristalin s-a obţinut printr-o procedură de descărcare luminiscentă de tip a—Si : H, dar la temperaturi de suport între 400—500°C [25].

Tranzistoarele FET cu *a*—Si : H sînt de asemenea apte pentru circuite logice pe suport de sticlă ca numărătoare în inel şi decodificatoare [26], în general circuite integrate logice.

Alte aplicaţii de circuit pentru *a*-Si : H privesc diode de comutare Schottky sau $p-i-n$, cu rapoarte de rectificare de 10^9-10^{10} densităţi de curent staţionar pînă la 1,5 A/cm² şi frecvenţe de lucru pînă la 10MHz [27], [28].

Senzorii de imagine şi fotoreceptorii pentru diverse aplicaţii folosesc proprietăţile fotoconductoare bune ale *a*—Si : H şi sînt în general realizaţi ca structuri sandwich. Ei constau dintr-un strat fotoconductor de *a*—Si : H, un strat de blocare homo sau heterojoncţiune care formează curba I—V şi straturi de suprafaţă de pasivare şi protecţie care asigură stabilitatea şi previn mînjirea imaginii. Printre aplicaţiile de acest tip cităm tuburile vidicon [29], fotoreceptorii pentru imprimantele cu diode laser [30] sau imprimantele optice [31].

Se realizează şi senzori fotoconductori cu a—Si : H cu un strat *i* în configuraţie coplanară. Ei au fotocurenţi mari dar stabilitatea este afectată de efectul Staebler-Wronski. Pentru îmbunătăţirea stabilităţii se adaugă o joncţiune $p-n$, la faţa stratului *i* prin care intră lumina, care ajută la separarea electronilor de goluri, creşterea duratei lor de viaţă, deci scăderea recombinării [32].

Detectorii de hidrogen şi traductoarele tensiometrice cu a—Si : H se bazează pe schimbările induse de hidrogen într-o structură MIS cu a—Si : H cu electrod de paladiu [33] şi respectiv pe efectul piezo-rezistiv puternic într-un aliaj a—Si : H : F de conductivitate ridicată [34].

Ultimele dar nu cele din urmă ca importanţă trebuiesc amintite *tehnicile de fabricaţie pentru structuri submicronice* folosind aliajele a—Si : : Ge : B, rezultate din tehnologia a—Si : H. Acestea se bazează pe vitezele de oxidare mari şi controlate ale materialului, combinate cu tehnici de corodare direcţională [35].

În acest context promiţător pentru a—Si : H pe plan mondial care este stadiul cercetărilor noastre actuale?

Cercetarea a—Si : H în Institutul de fizică din Bucureşti a început în 1979, odată cu realizarea, în colaborare cu Institutul de cercetări pentru componente electronice, a primei instalaţii de depunere cu reactor în întregime din

cuarţ şi plasmă cuplată inductiv. În momentul de faţă se dispune de o instalaţie de laborator pentru depunerea a—Si : H intrinsec, dopat *n* şi *p*, cu reactor de cuarţ şi inox, cu arie de depunere de 5 cm², cuplaj capacitiv al plasmei pentru 1,7 MHz şi 13,56 MHz şi polarizare continuă suprapusă.

S-au studiat condiţiile de depunere pentru siliciul hidrogenat amorf intrinsec şi dopat, s-au realizat şi studiat structuri fotovoltaice de tip metal-semiconductor şi *p—i—n* simple şi cu fereastră *p* de a—SiN : H. S-au obţinut patente pentru acest ultim tip de celulă şi materialul respectiv.

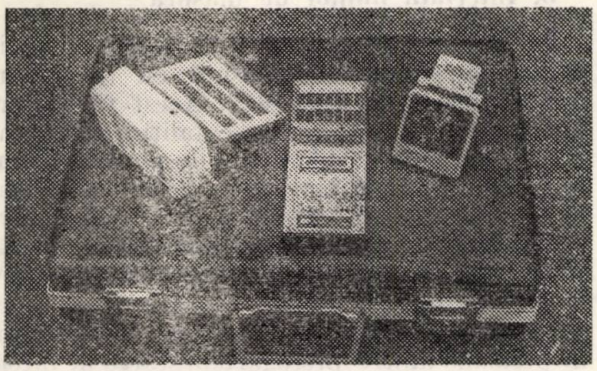


Fig. 3. Baterii solare pentru alimentare de la energie luminoasă, naturală (solară sau ambiantă) şi artificială, a unor mici consumatori, realizate cu celule solare IFTM.

Pentru celulele cu fereastră, randamentul maxim obţinut în spectrul solar AM1 este de 5% pe arie mică (6 mm²) şi 3,5% pe arie de 1 cm². În lumină fluorescentă eficienţele cresc de cca. 1,7 ori deoarece maximul spectral al eficienţei de colectare este în jur de 0,55 μm, iar spectrul limitat la cel vizibil în care răspunde celula.

Cercetările de îmbunătăţire a performanţelor se axează pe îmbunătăţirea factorului de umplere care este încă scăzut (cca. 0,4—0,45) menţinînd performanţele de eficienţă ale celulelor la un nivel modest faţă de cel mondial, deşi densităţile de curent de scurtcircuit AM1 de 12—14 mA/cm² sînt foarte bune, iar tensiunile în gol de 0,6—0,75 V, satisfăcătoare.

Sînt în curs de omologare prototipuri de celule solare de 1 cm² arie activă şi senzori de radiaţie cu maximul în spectrul vizibil, care au fost deja experimentate în colaborare cu Institutul de cercetări şi proiectări electrotehnice, pentru alimentarea unor mici consumatori de energie, figura 3, şi colorimetrie spectrală.

La Intreprinderea de piese radio şi semiconductori—Băneasa este în curs de execuţie, cu asistenţa tehnică a Institutului de fizică şi tehnologia materialelor — Bucureşti, o instalaţie de depunere a siliciului amorf cu arie de depunere de 160 cm², pe care vor începe în 1985 experimentări pentru trecerea de la tehnologia de laborator a Institutului de fizică şi tehnologia materialelor — Bucureşti către o tehnologie de serie.

Bibliografie

[1] *Hamakawa*, Y. — Proc. 5th E.C. Photovoltaic Solar Energy Conf. Atena Oct. 1983, Ed. W. Palz, F. Fittipaldi, pag. 690.

[2] *Anderson D. A., Spear, E. W.* — Phil. Mag. **35** (1977) 1.

[3] *Tawada, Y., Kondo, M., Okamoto, H., Hamakawa, Y.* — Journ. de Phys. **42** (1981) C4—471 (Grenoble Conference).

[4] *Popescu, C., Stoica, T., Ionescu, R., Dragomir, A., Lăzărescu, M., Stoica, T., Codreanu, C., Nenciu, A., Munteanu, N., Serpescu, A.* Patent R.S.R. 83540, 1982.

[5] *Chambuileron, I., Alvarez, F., Constantino, C., Cisneros, J.*, vezi 1/p. 818.

[6] *Stoica, T. Popescu, C.*, vezi [1] p. 832.

[7] *Tsuda, S., Tarui, H., Onishi, M., Uchihada, T., Matsuoka, T., Nakano, S., Kiyama, S., Kawata, H., Kuwano, Y.*, J.Non. Crist. Sol. **59—60** (1983) 1135 (Tokyo Conference).

[8] *Kuwano, Y., Onishi, M.*, vezi [3] p. C4—1155.

[9] *Sichanugrist, P., Kumada, M., Konagay, M., Takahashi, K., Komori, K.* vezi [7] p. 1155.

[10] *Okamoto, H., Kida, H., Fujimoto, K., Nonomura, S., Hamakawa*, Y., vezi [7] p. 1103.

[11] *Hamakawa*, Y. — Solar Energy Materials **8** (1982) 101.

[12] *Onishi, M., Nishiwaki, H., Enomoto, K., Nakashima, Y., Tsuda, S., Takahama, T., Tarui, H., Tanaka, M., Dojo, H., Kuwano, Y.*, vezi [7] p. 1107.

[13] *Sakai, H., Kamiyama, M., Uchida, Y., Taruki, H.*, vezi [7] p. 1151.

[14] *Fujimoto, K., Kawai, H., Nonomura, S., Okamoto, H., Hamakawa, Y.*, vezi [1] p. 813.

[15] *Sakai, H., Kamiyama, M., Ueno, M., Uchida, Y., Haruki, H.*, vezi [1] p. 808.

[16] *Faugham, W. B., Hanak, J. J.*, vezi [7] p. 1127.

[17] *Shirakata, K., Yukimoto, Y.*, în „Amorphous Semiconductors 1982" Ed. Y. Hamakawa, OHM-North Holland 1981, p. 177.

[18] *Okuda, K., Okamoto, H., Hamakawa, Y.*, vezi [1] p. 822.

[19] *Nakano, S., Onishi, M., Kawada, H., Nishiwaki, H., Tsuda, S., Kuwano, Y.*, vezi [1] p. 712.

[20] *Popescu, C., Stoica, T., Savané, G. A.* — Comunicare la Seminarul a—Si : H de la Beshine R.S.C. iunie 1989, în curs de publicare.

[21] *Nakamura, N., Watanabe, K., Nishikuni, M., Hamakawa, Y., Tsuda, S., Nishiwaki, H., Onishi, M., Kuwano Y*, vezi [7] p. 1139.

[22] *Mück, G., Knifler, N., Simon, M., Müller, G., Winterling, G.*, vezi [1] p. 723.

[23] * * * Journ. Non. Cryst. Sol. **59—60** (1983) 1143, 1171—1247, 1223—1273, 1289 (Tokyo Conference).

[24] *Snell, J. A., Comber, P.G.I., Mackenzie, K. D., Spear, W. E., Dogmane, A.*, vezi [23] p. 1187.

[25] *Hiray, Y., Sakay, K., Osada, Y., Aihara, K., Nakagiri, T.*, vezi [23] p. 1197.

[26] *Fukai, M., Nagata, S.*, vezi [17] p. 199.

[27] *Nara, Y., Kudou, K., Matsumura, M.*, vezi [23] p. 1175.

[28] *Seki, K., Yamomoto, H., Sasano, A., Tsukada, T.*, vezi [23] p. 1179.

[29] *Shimizu, I., Oda, S., Saito, K., Tomita, H., Inoue, E.*, vezi [3] p. C4—1123.

[30] *Nakayama, Y., Wakita, K., Nakano, M., Kawamura, T.*, vezi [23] p. 1231.

[31] *Nishikawa, S., Kakinuma, H., Watanabe, T., Kaminishi, K.*, vezi [23] p. 1235.

[32] *Nakagawa, K., Fukata, M., Shoji, T., Sakai, K., Komatsu, T.*, vezi [23] p. 1199.

[33] *Fortunato, G., D'Amico, A., Petrocco, G., Colliza, C., Fiorini, P., Gianannella, C.*, vezi [23] p. 1195.

[34] *Kodato, S., Nishida, S., Konagai, M., Takahashi, K.*, vezi [23] p. 1207.

[35] *Murase, K., Tamama, T., Sakaue, M., Ogino, T., Amemiya, Y., Mizushima, Y.*, vezi [23] p. 1211.

CZ 621.59

TELEPRELUCRARE DATE
CONCENTRAŢIE METAN

Teleprelucrarea datelor privind concentraţia de metan în exploatările subterane de cărbune

DAN STERIU, ADRIAN RUSU, MIHAI VARLAN *

1. Introducere

În exploatările subterane de cărbune pot apare degajări de metan care în anumite concentraţii constituie un grav pericol de explozie. În vederea semnalării din timp şi pentru luarea rapidă de măsuri pentru evitarea exploziilor, au fost concepute instalaţii ce poartă denumirea de centrale telegrizumetrice. În prezenta lucrare este descrisă o astfel de instalaţie realizată cu ajutorul microprocesorului MC 6800 şi care prezintă următoarele caracteristici principale:

— configuraţie programabilă 1—60 linii, cu modificarea corespunzătoare a vitezei de interogare (perioada maximă 90 secunde pentru 60 linii);

— programarea pragurilor de alarmare pentru fiecare punct de măsură în trei game: 0—5%, 5—12%, >12%;

— lansarea semnalelor de alarmare (decuplarea energiei în subteran etc.) pe maximum 8 linii pentru fiecare punct de măsură.

2. Configuraţia centralei telegrizumetrice

Schema bloc a centralei telegrizumetrice este prezentată în figura 1.

Centrala prezentată este construită în jurul unei unităţi centrale bazate pe microprocesorul MC 6800 şi cuprinde: un bloc ROM de 8 Ko., un bloc RAM de 2 Ko., o interfaţă pentru display şi claviatură (ID & KB), o interfaţă pentru imprimantă (I.I.) şi interfaţa liniilor de măsură (ILM). În subteran sînt amplasate circuite receptoare de alarmă (CRA) şi circuite de măsură (CM).

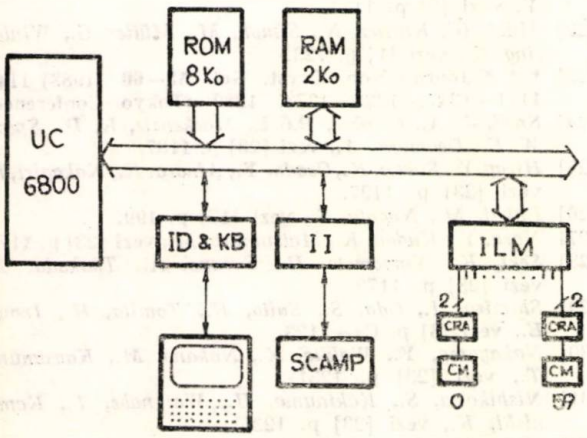


Fig. 1. Schema-bloc a centralei telegrizumetrice.

3. Interfaţa liniilor de măsură

În varianta actuală centrala telegrizumetrică utilizează circuite de măsură cu traductorul metanometric tip CMI 677. Acest tip de traductor are la bază arderea catalitică a metanului în jurul a două filamente de platină dispuse într-o punte. Tensiunea de dezechilibru rezultată comandă un oscilator AF. Alimentarea CM se face de la un acumulator care furnizează şi curentul de încălzire al filamentelor (875 mA). O linie de măsură se poate găsi în două stări: a. încărcarea acumulatorului la un curent impus de perioada dintre interogări, b. starea de interogare, cînd polaritatea liniei este inversată şi filamentele sînt încălzite. Plecînd de la aceste considerente a fost elaborată interfaţa prezentată în figura 2.

Semnalul obţinut în urma unei interogări poate fi considerat stabil după 1,2 secunde de la aplicarea comenzii CI, necesare încălzirii filamentelor şi tranziţiilor oscilatorului. Acest semnal este filtrat pentru a reduce banda de zgomot şi aplicat prin intermediul unui formator TTL la intrarea unui frecvenţmetru format dintr-un monostabil (0,2 s) şi un numărător.

Selectarea liniei k care urmează a fi interogată se face prin DMUX, iar la apariţia CI, prin intermediul circuitului D_k sursa programabilă SCP_k inversează sensul curentului. Dioda D_1 se deschide şi după 1,4 secunde unitatea centrală primeşte semnalul de întrerupere SI. Urmează citirea conţinutului numărătorului şi comanda de selectare a liniei următoare.

În intervalul de 1,2 secunde unitatea centrală execută următoarele operaţii:

— compară rezultatul măsurătorii precedente cu pragul de alarmare şi în cazul depăşirii stabileşte pe ce linii trebuie transmis semnalul de alarmare;

— transmite semnale de alarmare pe liniile stabilite anterior, cu ajutorul circuitelor DMUX, JK_i, A;

— citeşte stările liniilor active (cu ajutorul MUX1 şi MUX2) detectate de circuitele: DLG_k — detector de linie in gol, DSV_k — detector semnal valabil, RCD_k — receptor confirmare a decuplării energiei electrice în subteran;

* Institutul politehnic—Bucureşti, Facultatea de electronică şi telecomunicaţii.

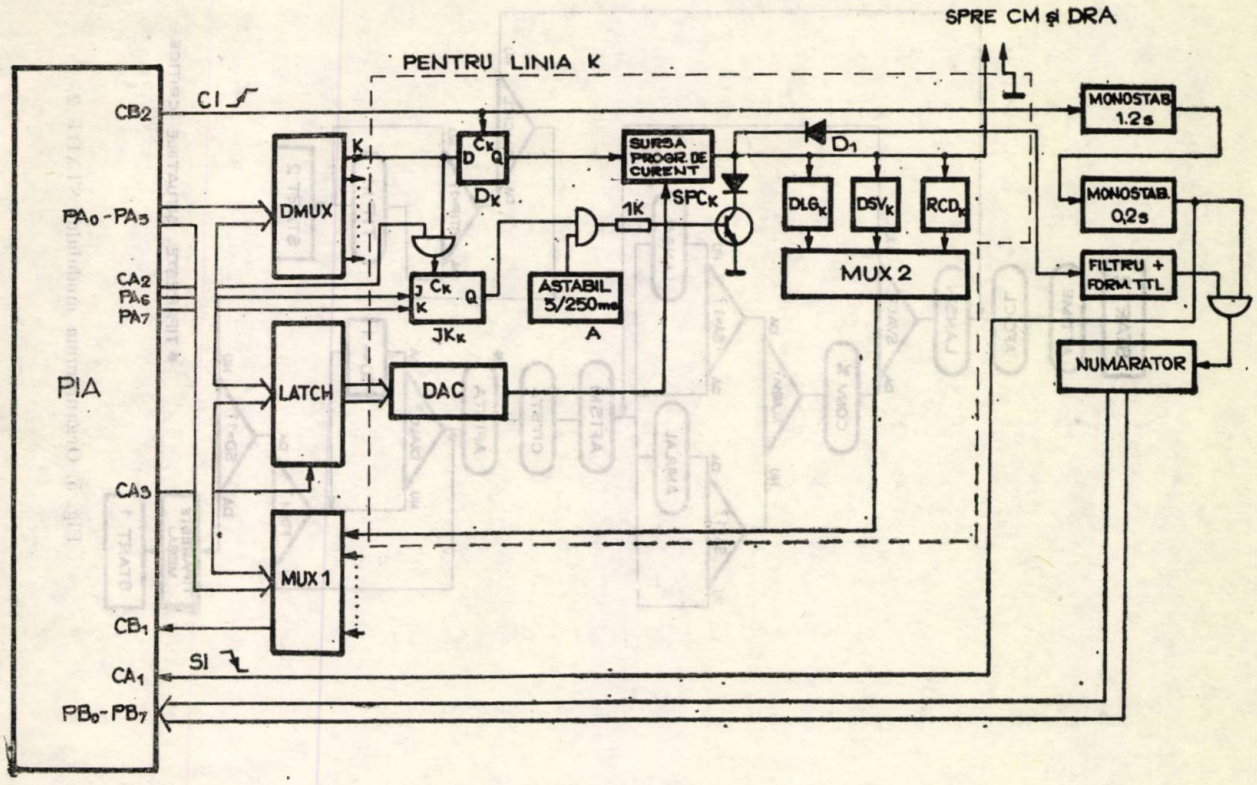


Fig. 2. Schema interfeţei microcalculator-linii de legătură cu instalaţiile din subteran.

— afişează şi tipăreşte concentraţiile de metan măsurate şi starea liniilor.

4. Sistemul de operare

Programul sub care operează centrala telegrizumetrică este format din trei module: START 0, START 1, START 2.

START 0 (fig. 3) începe în urma RESET-ului automat la punerea sub tensiune şi cuprinde iniţializările HARD ale dispozitivelor de interfaţare cu perifericele, iniţializările (SOFT) tabelelor de lucru şi FAZA I de acceptare a comenzilor de configurare. În FAZA I sînt acceptate comenzile:

⟨L⟩ — stabilirea liniilor active,
⟨P⟩ — stabilirea pragurilor de alarmare,
⟨K⟩ — stabilirea liniilor pe care se transmite semnalul de alarmare, corespunzător fiecărui punct de măsură,
⟨0⟩ — alegerea opţiunilor de tipărire.

START 1 (fig. 4) cuprinde FAZA II de operare a centralei şi constă în acceptarea următoarelor comenzi:

⟨S⟩ — pornirea măsurătorilor,
⟨A⟩ — afişarea configuraţiei stabilite în FAZA I,
⟨T⟩ — tipărirea configuraţiei stabilite în FAZA I,
⟨I⟩ — modificări ale configuraţiei.

Comenzile A şi T în variantele AL, AP, AK, AO şi TL, TP, TK, TO permit afişarea pe display, respectiv tipărirea, tabelelor liniilor active, pragurilor de alarmă, locurilor de transmitere a semnalului de alarmare şi a opţiunilor de tipărire.

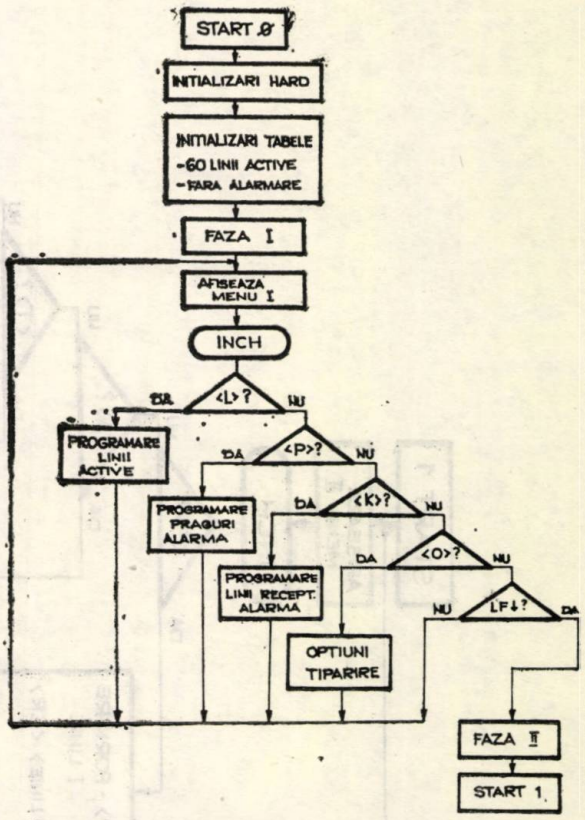


Fig. 3. Organigrama modulului START 0.

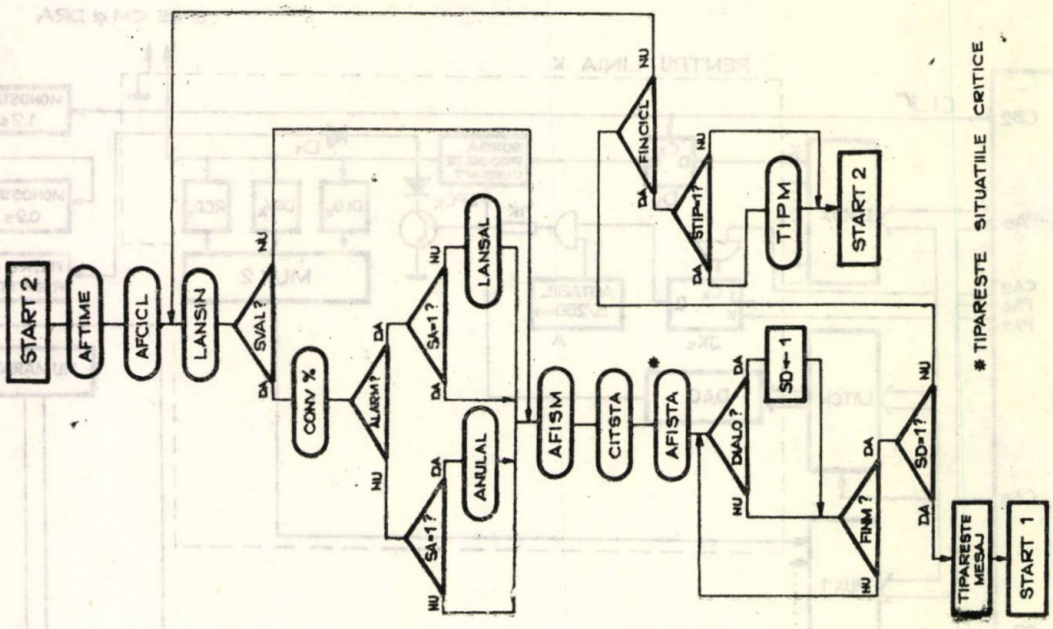


Fig. 5. Organigrama modulului START 2.

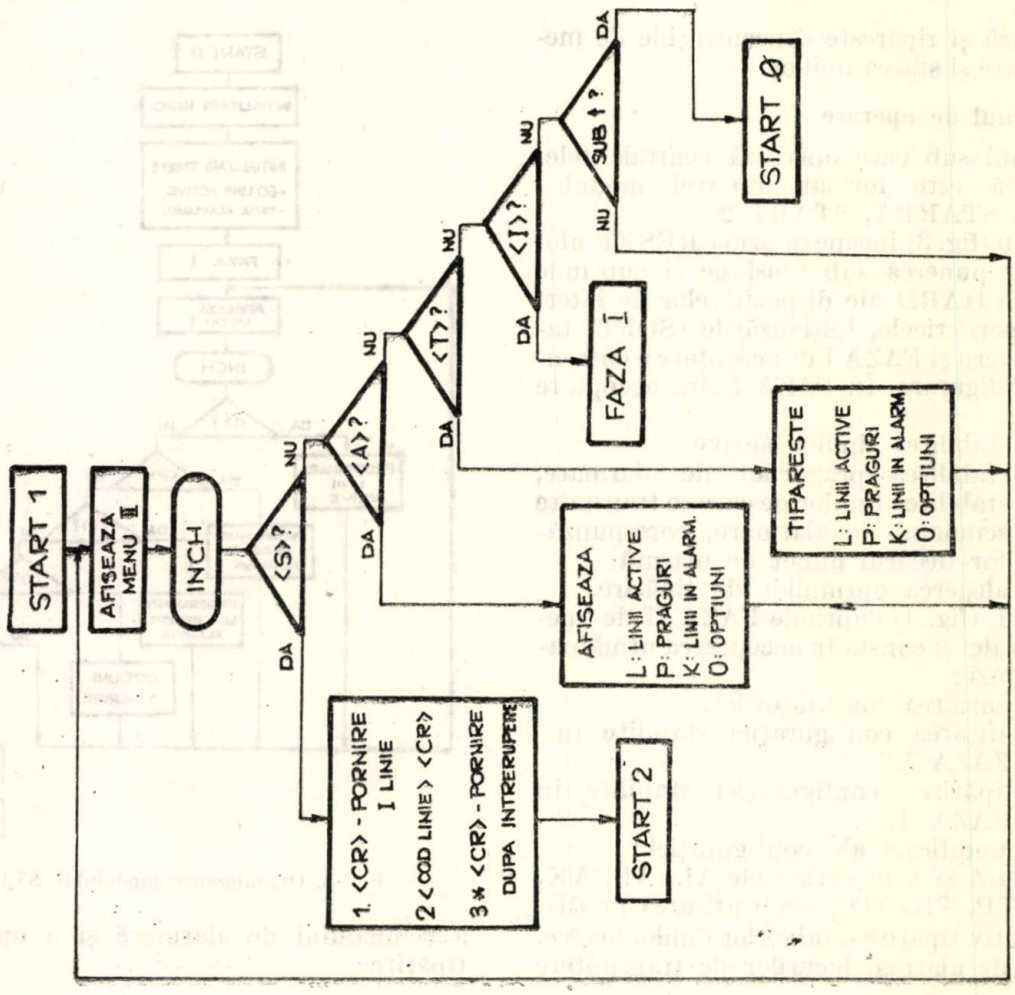


Fig. 4. Organigrama modulului START 1.

START 2 (fig. 5) începe după o comandă de tip ⟨S⟩; după afişarea ciclului măsurătorii curente se apelează subrutina AFTIME care afişează ora şi minutul la care se execută interogarea unei linii. Urmează subrutina „lansare interogare" (LANSIN) în care se execută următoarele operaţii:

— se calculează curentul de încărcare al CM în funcţie de numărul de linii active şi pe baza acestui calcul se comandă DAC. Informaţia privind liniile active se găseşte în tabelul TABLA (60 octeţi) cu pointerul TABLAC. Fiecare octet din acest tabel conţine indicatorul de linie activă (b7) şi codul binar al acesteia (b5 ... b0);

— se lansează interogarea numai pe liniile active conform informaţiei din TABLA;

— se execută măsurarea concentraţiei de CH_4 şi rezultatul măsurătorii se introduce în tabelul TABM (60 octeţi). Acest tabel are pointerul TABMC şi conţine valorile măsurătorilor rezultate în urma celor mai recente interogări.

Dacă în urma interogării s-a obţinut pe linia de măsură un semnal de peste 10 mV atunci măsurătoarea se consideră validă şi rezultatul ei este transformat prin intermediul subrutinei CONV în multipli de 0,05% CH_4. Pentru detectarea situaţiilor periculoase se apelează la tabelul TABPA (60 octeţi) cu pointerul TABPAC, tabel ce conţine valorile concentraţiilor prag de alarmare (în binar) exprimate în multipli de 0,05% CH_4. Dacă în urma măsurătorii se constată că valoarea concentraţiei de CH_4 din subteran este mai mare decît valoarea existentă în TABPA, se lansează prin intermediul subrutinei LANSAL alarma. Lansarea alarmei se face utilizînd tabelul TABDA (480 octeţi) cu pointerii TABDAC şi TABDC1. Acest tabel conţine 60 de subtabele corespunzătoare numărului maxim de linii active. Fiecare subtabel poate conţine 0—8 coduri de linii pe care se transmit semnale de alarmare.

Dacă în urma măsurării se constată că valoarea concentraţiei de CH_4 din subteran a scăzut sub valoarea de prag de alarmare, prin intermediul subrutinei ANULAL asemănătoare cu LANSAL se anulează semnalul de alarmare.

După afişarea pe display a valorii concentraţiei măsurate, prin intermediul subrutinei AFISM, se apelează subrutina de citire a stărilor liniilor, care are ca scop completarea tabelului TALSW. Fiecare octet din cei 60 ai tabelului conţine următoarea informaţie:

b7 — linie cu semnal de alarmare,
b6 — alarmarea a acţionat decuplarea energiei,
b5 — semnal valabil (10 mV),
b4 — absenţa capului de măsură,
b3 — linie în scurtcircuit,
b2 — linie în gol,
b1 — cuplare energie (fără alarmare),
b0 — linie cu măsurătoare peste prag.

Urmează afişarea pe display a stării sistemului conform tabelului TALSW şi tipărirea situaţiilor critice (ex.: energie electrică nedecuplată în urma alarmării). După afişarea stărilor se intră într-o buclă de aşteptare a unei eventuale cereri de întrerupere din partea operatorului. Această întrerupere este dată în momentul în care este necesară reprogamarea parametrilor de lucru ai centralei. Dacă această cerere de întrerupere nu apare pînă la terminarea măsurătorii în curs de execuţie, procesul se repetă pentru următoarea linie activă existentă în tabelul TABLA. La sfîrşitul fiecărui ciclu de măsurători, opţional se pot tipări rezultatele măsurătorilor executate.

5. Concluzii

Utilizarea microprocesorului în realizarea centralei telegrizumetrice descrise, a condus la obţinerea unei instalaţii uşor manevrabile, cu o structură elastică, consum redus de energie şi un grad de fiabilitate ridicat.

Bibliografie

[1] *Steriu, D., Rusu, A.* şi *Varlan, M.* Centrală telegrizumetrică cu microprocesor, Lucrările CNETAC, Bucureşti 15—17 noiembrie 1984.
[2] * * * M6800 Application Manual, Motorola Inc.
[3] * * * Peripheral Design Handbook, Intel Corp.

CZ 621.316.82 : 621.383 : 621.385.2

REZISTENŢA SERIE DISTRIBUITĂ
CELULA SOLARĂ
DIODA ELECTROLUMINESCENTĂ

Rezistenţa serie distribuită la celule solare PN şi diode electroluminescente: o abordare unitară

DAN NICOLAESCU, ŞTEFAN VASILE, FLORIN CĂLDĂRARU*

1. Introducere

Noţiunea de rezistenţă distribuită este legată de prezenţa unor curgeri de curent (şi deci căderi de tensiune) laterale faţă de direcţia principală de curgere a curentului. Astfel, la celule solare şi diode electroluminescente (LED) cu joncţiune $p-n$, direcţia principală de curgere a curentului fotogenerat (respectiv injectat) este perpendiculară pe planul joncţiunii. Curgerea laterală a curentului se datorează faptului că grila de contactare nu acoperă întreaga suprafaţă, ci numai o parte a sa pentru a permite accesul luminii din/în structura semiconductoare.

Luarea în considerare a variaţiei potenţialului cu poziţia modifică curba curent-tensiune a dispozitivului. De asemenea, se poate obţine variaţia densităţii de curent cu poziţia. Acest lucru este necesar într-o proiectare a unei grile de colectare optimizată.

2. Ecuaţii de bază

Noţiunea de rezistenţă distribuită se introduce prin luarea în considerare a efectelor bidimensionale ale curgerii curentului în planul joncţiunii $p-n$.

Dacă însă se ia în considerare o grilă de tip „pieptene", putem trata separat o celulă unitară (fig. 1) în cadrul unei probleme unidimensionale (grila de contact este presupusă cuasi-echipotenţială) [2]. În acest caz, singurele variaţii ale potenţialului intervin după direcţia perpendiculară pe banda de metalizare (axa X). Ca origine este luată marginea celulei unitare opusă metalizării. Celula unitară este modelată electric de un lanţ de „diode elementare" (fig. 2) separate de „rezistenţe elementare" (fig. 1). Diodele elementare au aria LdX şi polarizarea $V(X)$.

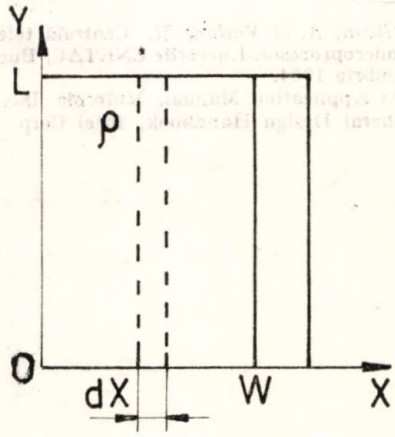


Fig. 1. Modelul celulei unitare.

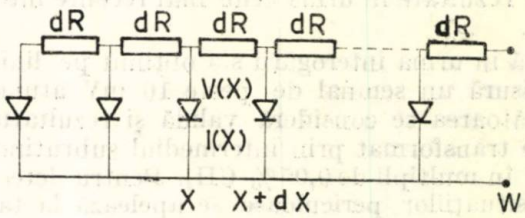


Fig. 2. Modelul rezistenţei serie distribuite.

Curentul total perpendicular pe planul joncţiunii cuprins între 0 şi X este:

$$I(X) = L\int_0^X j(\xi)\,d\xi\,;\; j(X) = j_L - j_D(e^{\frac{V(X)}{V_T}} - 1)\cdot \tag{1}$$

Acest curent produce pe rezistenţa elementară $dR = \rho dx/L$ căderea de tensiune $dV = -I(X)\,dR$. Prin ρ s-a notat rezistenţa/□ a regiunii difuzate (curgerea laterală a curentului are loc în stratul difuzat). Se obţine astfel un sistem de două ecuaţii diferenţiale de ordinul 1 cu condiţii pe frontieră:

$$\begin{cases} dV/dX = -(\rho/L)I(X) \\ dI/dX = L(j_L - j_D(e^{\frac{V(X)}{V_T}} - 1)) \end{cases} \quad \begin{cases} \left.\dfrac{dV}{dX}\right|_{X=0} = 0. \\ V|_{X=0} = V(0) > 0. \end{cases} \tag{2}$$

Ecuaţiile (1) şi (2) se referă la celula unitară iluminată. Pentru a obţine cazul unei diode polarizată din exterior, este necesar a egala cu zero termenul j_L (densitatea de curent fotogenerat).

* Centrul de cercetare ştiinţifică şi inginerie tehnologică pentru semiconductoare, Bucureşti.

Ecuaţiile (2) cu condiţii pe frontieră se pot rescrie în mărimi adimensionale prin schimbarea de variabilă :

$$x = \alpha X\,; \qquad \alpha = \left(\frac{\rho(j_L + j_D)}{V_T}\right)^{\frac{1}{2}}$$

$$y = \beta I\,; \qquad \beta = \frac{1}{L}\left(\frac{\rho}{V_T(j_L + j_D)}\right)^{\frac{1}{2}} \qquad (3)$$

$$z = \frac{V - V_{OC}}{V_T}\,; \quad V_{OC} = V_T \ln \frac{j_L + j_D}{j_D}\,.$$

Se obţine astfel sistemul de ecuaţii diferenţiale de ordinul 1 :

$$\begin{cases} dz/dx = -y \\ dy/dx = 1 - e^z \end{cases} \qquad \begin{cases} y(0) = 0 \\ z(0) = z_0. \end{cases} \qquad (4)$$

3. Soluţia sistemului de ecuaţii

Condiţia pe frontieră $z(0) = z_0 < 0$ semnifică astfel celula unitară iluminată, iar $z_0 > 0$, dioda polarizată din exterior. În acest al doilea caz, pentru $e^z \gg 1$ se poate neglija unitatea în sistemul de ecuaţii (4), obţinîndu-se o soluţie analitică $y(z)$. Această situaţie este tratată în [1]. Pentru polarizarea pe frontieră $z(0) < 0$ (celula solară iluminată) soluţia sistemului de ecuaţii (4) a fost obţinută numeric, folosind metoda Runge-Kutta de ordinul 4. Eliminînd parametrul z din cele două ecuaţii $y = y(x, z_0)$; $z = (x, z_0)$ se obţine caracteristica I—V (curent-tensiune) (fig. 3) pentru celula unitară iluminată, avînd lăţimea $x = l$ (fig. 3). Pentru comparaţie, pe acelaşi grafic este trecută dependenţa I—V dată de modelul rezistenţei serie concentrate:

$$I = I_L - I_0\,(\exp((V + IR_S)/V_T) - 1) \qquad (5)$$

sau, în notaţiile de mai sus:

$$z = -(1/3)y\,l + \ln(1 - y/l). \qquad (6)$$

Pentru valori $l \leqslant 2$ ale parametrului adimensional

$l = (\rho(j_L + j_D)/V_T)^{1/2}\, w$, cele două tipuri de curbe I—V practic coincid. Totuşi, pentru valori ale lui l mari ($l = 5$, fig. 3) dependenţele I—V diferă substanţial.

Pentru o celulă solară, rezistenţa serie este de o deosebită importanţă în vederea optimizării grilei de colectare. Rezultatele precedente justifică folosirea modelului rezistenţei serie concentrate [2] pentru domenii $l \leqslant 2$, dar modifică interpretarea rezultatelor experimentale pentru $l > 2$. Pentru cazul diodei LED, modelul rezistenţei serie distribuite devine necesar în descrierea neuniformităţii de curent şi în proiectarea grilei de colectare; acest lucru este cu atît mai necesar cu cît nivelele mari de injecţie provoacă modificarea caracteristicii I—V, în sensul dublării factorului de diodă [1].

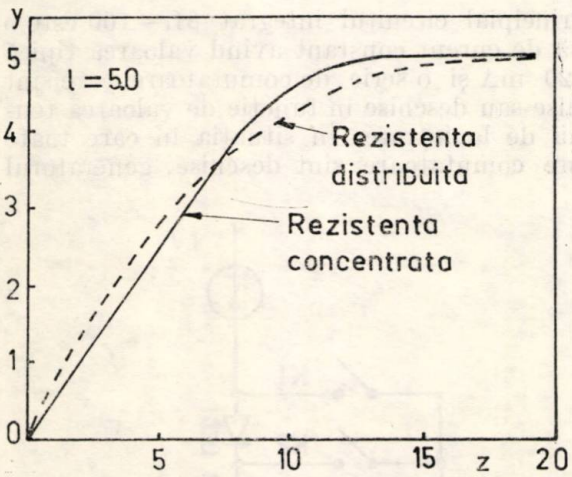


Fig. 3. — Caracteristica I—V a unei celule solare ridicată în termenii celor două modele pentru rezistenţa serie.

5. Concluzii

Luînd în considerare reversibilitatea fenomenologică în funcţionarea celulei solare şi a LED-ului, curgerea distribuită a curentului electric în planul joncţiunii este descrisă de un sistem de ecuaţii unic. Modelul rezistenţei serie distribuite, astfel obţinut, validează parţial modelul rezistenţei serie concentrate. Ecuaţiile sînt descrise adimensional, legătura cu mărimile fizice fiind făcută prin intermediul unui parametru adimensional.

Bibliografie

[1] *Nicolaescu, D., Vasile, St., Căldăraru, Fl.* CAS-ICCE, Timişu-de-Sus, Octombrie, 1984.

[2] *Vasile, St., Căldăraru, Fl., Nicolaescu, D.* Al II-lea Simpozion naţional de utilizare a energiei solare, Iaşi, octombrie, 1982.

CZ 538.531.2

AFIŞAJ
LED

βL—100, circuit integrat pentru afişaj analogic pe o baretă de LED-uri (I) Descrierea circuitului

NICOLAE MARINESCU*, ŞTEFAN CRISTESCU*, MIRCEA BODEA**

Este cunoscut faptul că afişajele poziţionale (analogice) sînt mai bine adaptate percepţiei umane în comparaţie cu cele digitale. De pildă, un ceas digital este mult mai dificil de citit decît unul convenţional. De aceea, chiar în această epocă a digitalizării tot mai avansate a diverselor mărimi, un afişaj numeric poziţional îşi găseşte un loc total îndreptăţit. Acest afişaj apare ca un element de tranziţie între afişajul numeric şi cel analogic. El conţine elementele caracteristice digitalizării, dar se bucură de toate avantajele specifice reprezentării analogice, familiare percepţiei umane.

Circuitul descris în această lucrare constituie un element cheie în realizarea unui afişaj numeric poziţional. El comandă o baretă de diode electroluminescente (LED) astfel încît LED-urile să se aprindă sub forma unei bare luminoase a cărei lungime depinde de valoarea tensiunii aplicate la intrare.

În literatura de limbă engleză acest tip de circuit integrat poartă numele de „bar-graph LED — driver".

Majoritatea circuitelor de acest gen au două legi de variaţie pentru lungimea barei luminoase în funcţie de tensiunea de la intrare: fie liniară, fie logaritmică, ultima fiind utilizată frecvent pentru afişarea nivelului audio în decibeli.

Aceste sisteme de afişaj sînt folosite în locul instrumentelor electromecanice, acolo unde precizia (sau mai degrabă rezoluţia) nu reprezintă un factor decisiv. Fiabilitatea unor astfel de afişaje este mult sporită faţă de instrumentele cu ac indicator, nu au inerţie mecanică, suprafaţa ocupată este mică şi în plus oferă o mare flexibilitate designerului de panou.

Circuitul βL 100 a fost astfel conceput încît pentru a schimba legea de variaţie, modificarea în setul de măşti să poată fi operată rapid şi comod. De aceea circuitul poate fi adaptat cu uşurinţă, la cerere, oricăror surse de semnal, ca termistori neliniari, traductoare diverse, afişarea numai a unei zone utile din întreg domeniul de variaţie al parametrului de interes etc.

Circuitul βL 100 conţine tot ce este necesar pentru a comanda o baretă compusă din cinci LED-uri şi el este prezentat în mai multe variante după cum reiese din tabelul 1.

Schema electrică internă este astfel construită încît variantele încapsulate în 8 terminale să poată fi echivalate funcţional şi terminal cu terminal cu modelele produse de firma AEG — Telefunken listate în tabelul 1, dar să permită extensiile cuprinse în acelaşi tabel. Aceste extensii aduc aplicaţiilor un plus de flexibilitate şi un mai mare coeficient de integrare. Comparînd schema electrică internă a circuitului βL 100 cu schema internă a circuitului produs de firma AEG-Telefunken se remarcă faptul că βL 100 este un circuit nou, original, caracterizat de o clară îmbunătăţire în construcţie, îmbunătăţire care aduce o procesabilitate mult mai relaxată, obţinîndu-se în acelaşi timp performanţe superioare pentru produsul final.

1. Principiul de funcţionare a circuitului βL 100

Principial circuitul integrat βL—100 este o sursă de curent constant avînd valoarea tipică de 20 mA şi o serie de comutatoare care sînt închise sau deschise în funcţie de valoarea tensiunii de la intrare. În situaţia în care toate aceste comutatoare sînt deschise, generatorul

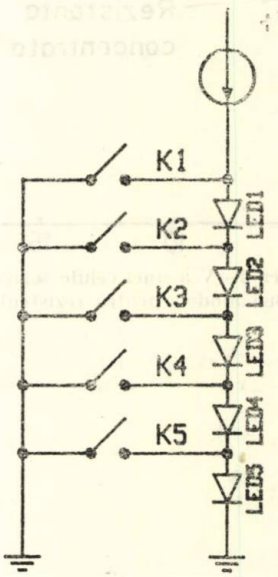


Fig. 1. Schema de principiu pentru comandă LED-uri din circuitul βL 100.

* I.P.R.S. — Băneasa, secţia circuite integrate.
** Institutul politehnic Bucureşti — Facultatea de electronică şi telecomunicaţii.

Tabelul 1

Codul circuitului	Varianta	Valoarea pragurilor					U/M	Capsulă nr. terminale
		1	2	3	4	5		
βL 101 (Nota 2)	liniară, impară	0,1	0,3	0,5	0,7	0,9	V	8
βL 102 (Nota 2)	liniară, pară	0,2	0,4	0,6	0,8	1	V	8
βL 103 (Nota 2)	logaritmică — 20 dB (Nota 1)	−20	−10	−3	0	+3	dB	8
βL 104 (Nota 2)	logaritmică — 15 dB (Nota 1)	−15	−6	−1,5	+1,5	+6	dB	8
βL 105	liniară, impară	0,1	0,3	0,5	0,7	0,9	V	14 (Nota 3)
βL 106	liniară, pară	0,2	0,4	0,6	0,8	1	V	14 (Nota 3)
βL 107	logaritmică — 20 dB (Nota 1)	−20	−10	−3	0	+3	dB	14 (Nota 3)
βL 108	logaritmică — 15 dB (Nota 1)	−15	−6	−1,5	+1,5	+6	dB	14 (Nota 3)

Nota 1 : 0 dB = 1 V

Nota 2 : Circuitele încapsulate în capsulă cu 8 terminale sînt compatibile funcţional şi pin la pin cu următoarele circuite produse de firma AEG — Telefunken :

βL 101 U
βL 102 U
βL 103 U
βL 104 U

Nota 3 : Circuitele încapsulate în capsulă cu 14 terminale au în plus faţă de circuitele cu 8 terminale următoarele facilităţi :

— tensiunea de referinţă este accesibilă din exterior
— comanda pentru controlul curentului injectat în LED-uri este disponibil.
— un amplificator operaţional cu capacitate de compensare externă, total izolat faţă de restul circuitului.

de curent injectează un curent ce străbate toate LED-urile, aprinzîndu-le; bareta luminează pe toată lungimea ei.

Cunoscut fiind faptul că LED-urile de diferite culori au aceeaşi strălucire aparentă pentru tensiuni diferite de polarizare în direct (important este curentul injectat în ele) se observă că un astfel de sistem de conectare permite formarea unei barete din LED-uri de culori diferite, dar care vor avea o strălucire aparent egală. Un LED tipic de culoare roşie are o strălucire normală pentru o polarizare directă de circa 1,6 V, pe cînd un LED de culoare verde are aceeaşi strălucire la o polarizare directă de circa 2,1 V. Dacă se închide comutatorul K_5, atunci LED-ul nr. 5 se stinge, deoarece curentul care trece prin el este deviat de comutator la masă. Lungimea baretei luminoase se micşorează. Închiderea comutatorului K_4 stinge LED-urile nr. 5 şi 4 şi aşa mai departe. Cazul limită îl reprezintă închiderea comutatorului K_1 care va stinge toate LED-urile. Acest ultim caz se întîmplă pentru o tensiune de intrare nulă. Odată un comutator închis, de pildă K_3, poziţia comutatoarelor de rang superior (K_4 şi K_5) nu mai influenţează cu nimic starea impusă de K_3. La circuitul βL 100 toate comutatoarele aflate sub cel care impune lungimea baretei luminoase, sînt înschise.

2. Schema circuitului βL 100

Schema-bloc din figura 2 pune în evidenţă organizarea globală a circuitului integrat βL 100. O astfel de reprezentare este de mare utilitate în ceea ce priveşte atît înţelegerea funcţionării circuitului integrat cît şi utilizarea sa corectă, fie în aplicaţiile tipice, fie pentru imaginarea unor utilizări ulterioare neconvenţionale, fără a mai fi necesar să se intre în detalii de circuit decît în măsura unor cazuri mai delicate.

Blocul central al circuitului îl constituie referinţa de tensiune care trebuie să genereze o valoare bine definită şi constantă în alimentare, timp, temperatură şi tehnologie. Această tensiune de referinţă este în principal utilizată pentru construcţia pragurilor de basculare ale celor cinci comutatoare (comparator + tranzistor de comutare), dar în variantele încapsulate în plastic cu 14 terminale, ea este utilizabilă şi în exterior. Tensiunea de referinţă este de calitatea celei utilizate în regulatorul de tensiune βA 723.

În schema-bloc desenată în figura 2 sînt reprezentate cele cinci comparatoare de tensiune care comandă tranzistoarele comutatoare, Q_{101}—Q_{501}. Intrările inversoare ale tuturor comparatoarelor sînt legate împreună, constituind terminalul pe

care se aplică tensiunea de intrare, a cărei valoare urmează să fie afişată pe bareta de LED-uri. Celelalte intrări sînt conectate intern de la diferite tensiuni derivate din tensiunea de referinţă, tensiuni care constituie pragurile în jurul cărora vor bascula comparatoarele, pentru ca să aprindă sau să stingă LED-ul corespunzător.

Fiecare comparator de tensiune comandă în final un tranzistor compus de tip Darlington.

Dacă tensiunea de la intrare este nulă toate tranzistoarele comutatoare sînt saturate (comutatoarele $K_1 - K_5$ sînt închise) şi bareta este stinsă.

Dacă tensiunea de la intrare este la limita de sus (circa 1 V pentru variantele liniare şi aproximativ 2 V pentru cele logaritmice) toate tranzistoarele comutatoare sînt blocate şi întreaga baretă este aprinsă.

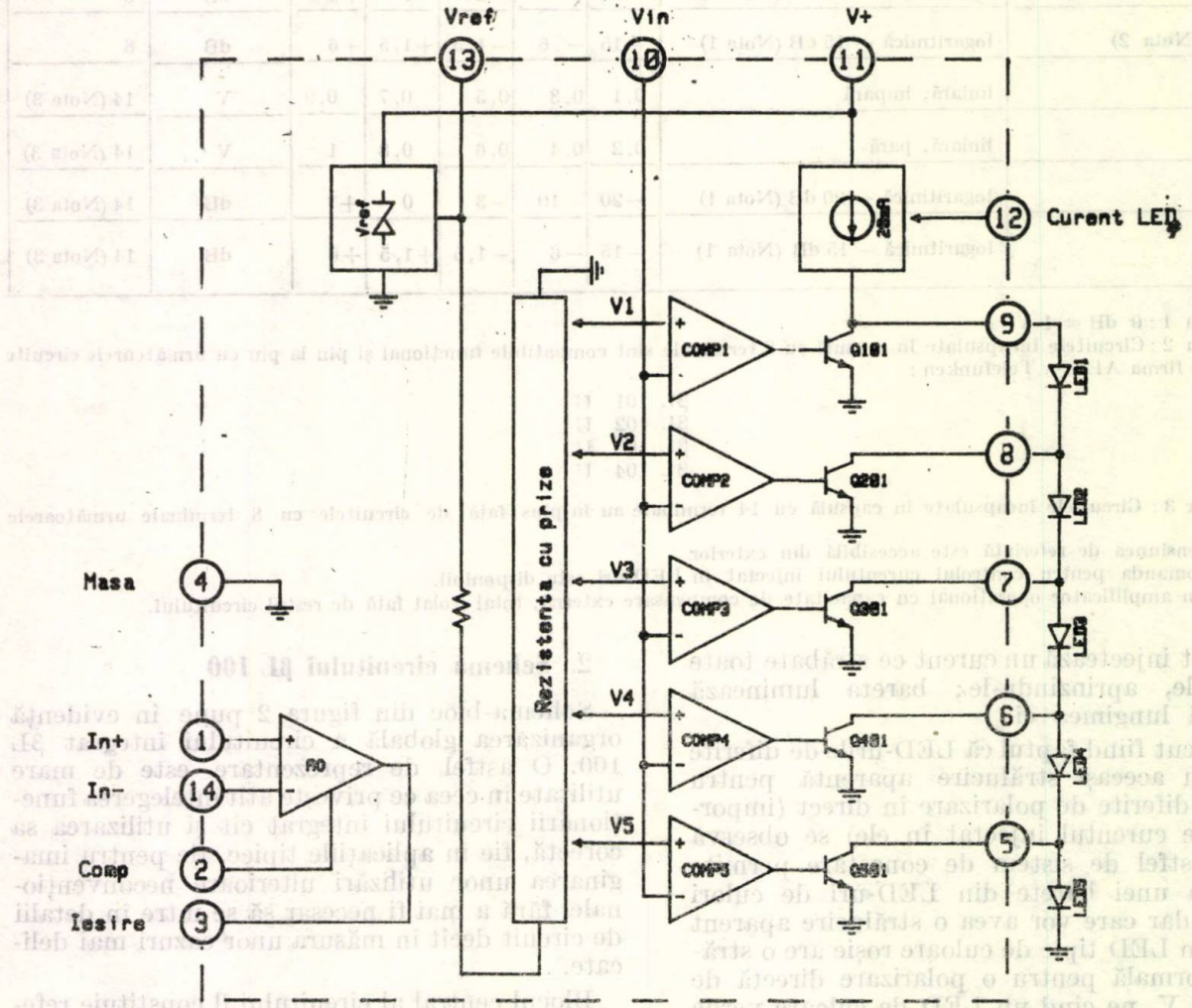


Fig. 2. Schema bloc a circuitului βL 100.

Colectorul acestei combinaţii este de tip colector în gol şi se conectează direct pe bareta de LED-uri.

Pentru oricare dintre comparatoare, dacă tensiunea de intrare este mai mică decît tensiunea de referinţă specifică fiecărui comparator, tranzistorul comutator este saturat. Tensiunea sa de saturaţie la curentul maxim de 20 mA ce străbate bareta de LED-uri, este mai mică decît tensiunea de aprindere a unui LED roşu şi de aceea practic tot curentul va fi derivat de comutator la masă. LED-urile (sau LED-ul) „de sub el" vor fi stinse; rămîn aprinse numai LED-urile (sau LED-ul) „de deasupra" (fig. 1).

Curentul care aprinde LED-urile este debitat de un circuit care asigură un curent constant indiferent de numărul de LED-uri conectate, de starea comutatoarelor K, sau a culori LED-urilor. Valoarea generatorului de curent constant depinde de curentul injectat din exterior în terminalul de control al intensităţii de aprindere. Dacă terminalul de control este lăsat în aer sau scurtcircuitat la masă (soluţie recomandată) curentul care străbate LED-urile este maxim şi are o valoare tipică de 20 mA. Terminalul de control se comportă ca o diodă cu catodul conectat la masă. Injectîndu-se din exterior un curent de comandă, I_{COM}, genera-

torul de curent va debita în LED-uri un curent egal cu $I_{LED} = 20$ mA $- 40\ I_{COM}$, unde I_{COM} este exprimat în mA. În cazul în care terminalul de control al intensităţii se introduce un curent $I_{COM} > 0{,}5$ mA generatorul de curent va fi inhibat şi toate LED-urile din baretă vor fi stinse.

Această facilitate este disponibilă numai pentru circuitele βL 100 încapsulate cu 14 terminale, iar aplicaţia tipică o constituie modulaţia strălucirii LED-urilor în funcţie de iluminarea ambiantă.

În interiorul circuitului integrat βL 100 se află un bloc complet separat de restul circuitului şi accesibil din exterior numai în cazul capsulei cu 14 terminale. Acest bloc este un amplificator operaţional adaptat funcţionării în faţa circuitului de comandă propriu-zisă a LED-urilor. El a fost inclus în schemă din cauza aplicaţiei tipice pentru care a fost gîndit circuitul βL 100 — aceea de a afişa valoarea medie sau de vîrf a unei tensiuni alternative din domeniul frecvenţelor audio. În majoritatea cazurilor în cataloage se descriu astfel de circuite, însă această problemă este „rezolvată" printr-un circuit de redresare cu diode asociat unei constante de timp convenabile.

În acest caz apare însă un obstacol major. Circuitul βL 100 afişează semnale pozitive a căror valoare de vîrf este cuprinsă în gama 0 ... 1 V (sau 0 ... 2 V pentru varianta gradată în decibeli). Redresarea prin simple diode a unor astfel de semnale este afectată însă de erori datorită tensiunii relativ mari ($> 0{,}6$ V) de deschidere a diodelor. Ca urmare întregul ansamblu, redresor + afişaj analogic va fi un compromis în precizie, chiar dacă circuitul de afişaj propriu-zis este specificat satisfăcător. Cu ajutorul amplificatorului operaţional se pot construi scheme de redresare cu diode „fără prag". De asemenea, acest amplificator operaţional poate fi folosit pentru adaptarea diverselor traductoare al căror semnal necesită fie o simplă amplificare, fie o lege de procesare specială. Pentru ca resursele amplificatorului operaţional să fie pe deplin folosite capacitatea de compensare va fi adăugată din exterior, dimensionînd-o la valoarea strict necesară. Acest amplificator operaţional poate lucra cu tensiuni de intrare de 0 V şi, de asemenea, tensiunea de ieşire poate coborî pînă la 0 V absolut.

Schema electrică completă este dată în figura 3. În acest desen este reprezentat doar un singur comparator, cel care poartă numele convenţional de comparatorul nr. 1. Pentru a nu încărca în mod inutil schema, celelalte comparatoare (2, 3, 4, 5) nu au mai fost desenate, schema lor fiind identică cu schema comparatorului nr. 1. Intrările inversoare (—) ale tuturor comparatoarelor sînt legate împreună, constituind terminalul de acces V_{in}. Intrările neinversoare (+) ale comparatoarelor amintite mai sus sînt legate la prizele rezistenţei R_9; în acest mod se aplică tensiunile de referinţă corespunzătoare rangului comparatorului în cauză; comparatorul nr. 2 are intrarea (+) conectată

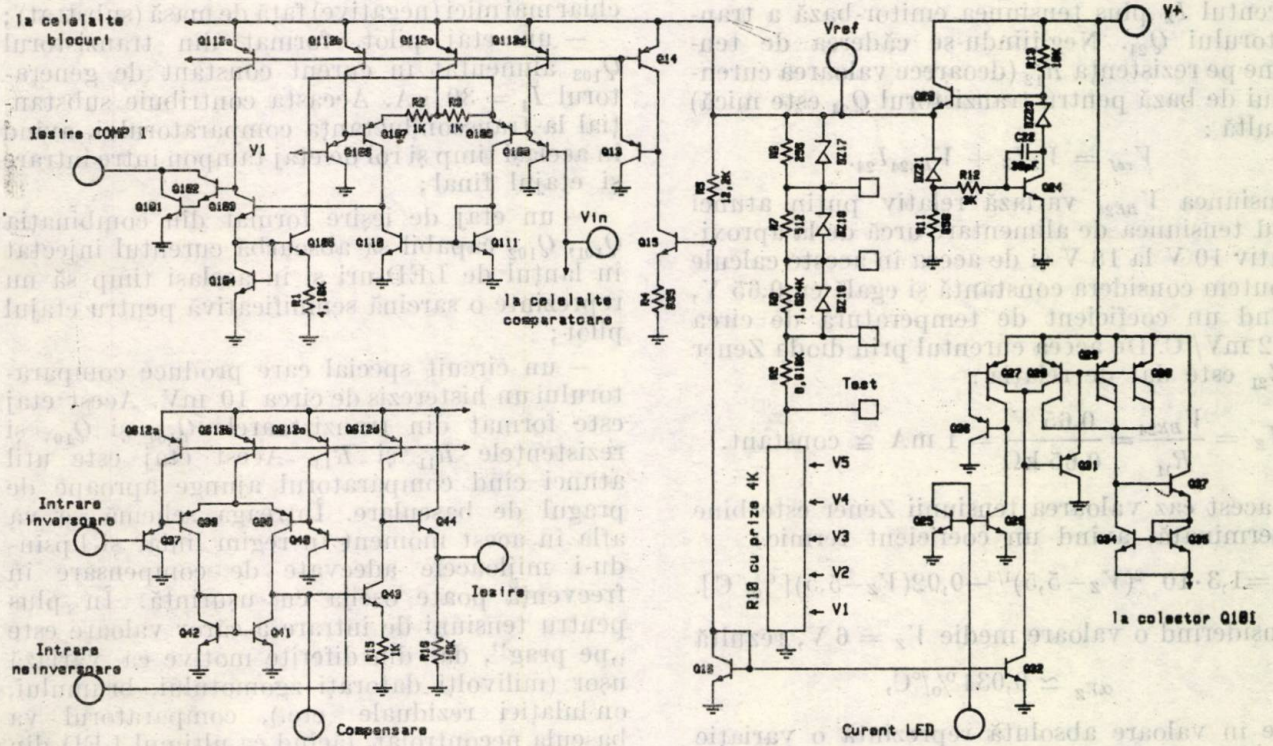


Fig. 3. Schema electrică a circuitului βL 100.

la priza V_2, comparatorul nr. 3 are intrarea (+) conectată la priza V_3, şi aşa mai departe.

3. Alimentarea stabilizată

Schema de alimentare stabilizată care generează totodată şi tensiunea de referinţă pentru comparatoare este constituită dintr-o diodă Zener DZ_{21}, alimentată în curent constant şi termocompensată pentru variaţiile temperaturii mediului ambiant (vezi fig. 4).

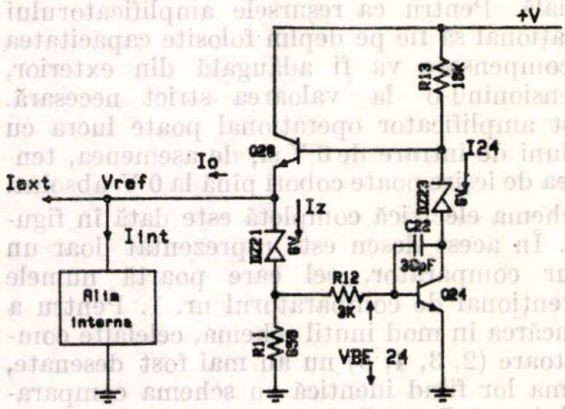


Fig. 4. Stabilizatorul de tensiune din βL 100.

Tensiunea stabilizată alimentează aproape întreg circuitul integrat cu excepţia generatorului de curent constant I_{LED}. Curentul de referinţă pentru I_{LED} este obţinut tot din valoarea V_{ref}.

Tensiunea de referinţă este generată de valoarea tensiunii diodei DZ_{21} care este străbătută de curentul I_Z plus tensiunea emitor-bază a tranzistorului Q_{24}. Neglijindu-se căderea de tensiune pe rezistenţa R_{12} (deoarece valoarea curentului de bază pentru tranzistorul Q_{24} este mică) rezultă :

$$V_{ref} = V_Z I_Z + V_{BE24} I_{24}.$$

Tensiunea V_{BE24} variază relativ puţin atunci cînd tensiunea de alimentare urcă de la aproximativ 10 V la 18 V şi de aceea în aceste calcule o putem considera constantă şi egală cu 0,65 V, avînd un coeficient de temperatură de circa − 2 mV/°C. De aceea curentul prin dioda Zener DZ_{21} este dat de relaţia :

$$I_Z = \frac{V_{BE24}}{R_{11}} = \frac{0.65\ V}{0{,}65\ k\Omega} = 1\ mA \cong \text{constant}.$$

În acest caz valoarea tensiunii Zener este bine determinată, avînd un coeficient termic :

$$\alpha_{V_Z} = 1{,}3 \cdot 10^{-2}(V_Z - 5{,}5)^{1/3} - 0{,}02(V_Z - 5{,}5)\,[\%/°C].$$

Considerînd o valoare medie $V_Z = 6$ V, rezultă

$$\alpha_{V_Z} \simeq 0{,}034\ \%/°C,$$

care în valoare absolută reprezintă o variaţie de 2,04 mV/°C. Variaţia termică totală a tensiunii de referinţă formată din însumarea tensiunii diodei Zener cu o tensiune bază-emitor devine foarte mică, 0,04 mV/°C.

În realitate, din motive de împrăştiere tehnologică se obţin cifre mai ridicate pentru coeficientul de variaţie termică. O valoare de 0,2 mV/°C poate fi luată în considerare ca o valoare tipică acoperitoare, ceea ce de fapt reprezintă un coeficient :

$$\alpha_{V_{ref}} = 0{,}003\ \%/°C \text{ sau } 30\ ppm/°C.$$

Revenind la schema din figura 4 se observă că tranzistorul Q_{28} are un rol de tranzistor regulator care este străbătut de curentul de alimentare I_Z, curentul de alimentare propriu-zis al circuitului şi eventual de curentul debitat pe o sarcină exterioară, I_{ext}. Acesta din urmă trebuie limitat la maximum 1 mA.

4. Comparatorul de tensiune

Cele 5 comparatoare de tensiune din circuitul βL 100 au schemele identice. Un asemenea comparator a fost desenat în figura 5 şi conţine patru secţiuni.

— un etaj de intrare diferenţial cu sarcină activă în colector. Tranzistoarele de intrare sînt de fapt combinaţii Darlington şi sînt notate pe figură cu Q_{106}, Q_{107} şi Q_{108}, Q_{109}. Sarcina este constituită din tranzistorul Q_{110}, Q_{111}. Integrul etaj diferenţial este alimentat de un generator de curent $I_1 = 30$ μA. Se folosesc în intrare tranzistoare *pnp* deoarece această structură permite o funcţionare normală şi pentru tensiuni de intrare de mod comun egale sau chiar mai mici (negative) faţă de masă (substrat) ;

— un etaj pilot, format din tranzistorul Q_{103} alimentat în curent constant de generatorul $I_4 = 30$ μA. Aceasta contribuie substanţial la transconductanţa comparatorului, avînd în acelaşi timp şi rol de etaj tampon între intrare şi etajul final ;

— un etaj de ieşire format din combinaţia Q_{101}, Q_{102} capabil să absoarbă curentul injectat în lanţul de LED-uri şi în acelaşi timp să nu reprezinte o sarcină semnificativă pentru etajul pilot ;

— un circuit special care produce comparatorului un histerezis de circa 10 mV. Acest etaj este format din tranzistoarele Q_{104} şi Q_{105} şi rezistenţele R_{11} şi R_{13}. Acest etaj este util atunci cînd comparatorul ajunge aproape de pragul de basculare. Întreaga schemă se va afla în acest moment în regim liniar şi lipsindu-i mijloacele adecvate de compensare în frecvenţă poate oscila cu uşurinţă. În plus pentru tensiuni de intrare a căror valoare este „pe prag", dar din diferite motive ea variază uşor (milivolţi datoraţi zgomotului, brumului, ondulaţiei reziduale etc.), comparatorul va basculă necontrolat, făcînd ca ultimul LED din bara luminoasă să pîlpîie.

Histerezisul introdus maschează această comportare şi comparatorul rămîne ferm într-o stare atîta timp cît tensiunea de intrare variază în acest interval.

5. Generatorul de curent pentru aprinderea LED-urilor

În circuitul integrat βL 100 este înglobat un generator de curent care este capabil să injecteze un curent constant indiferent de numărul de LED-uri comandat, sau de culoarea lor. Acest circuit este desenat în figura 6 şi ieşirea lui este comună cu tranzistorul final al comparatorului 1.

Generatorul de curent propriu-zis este format din tranzistoarele Q_{34}, Q_{35}, Q_{37}. Din modul de conectare al acestor tranzistoare se recunoaşte o sursă de curent de tip Wilson. S-a adoptat această configuraţie, datorită impedanţei mari de ieşire, faţă de impedanţa de ieşire a unui singur tranzistor care lucrează cu curenţi de

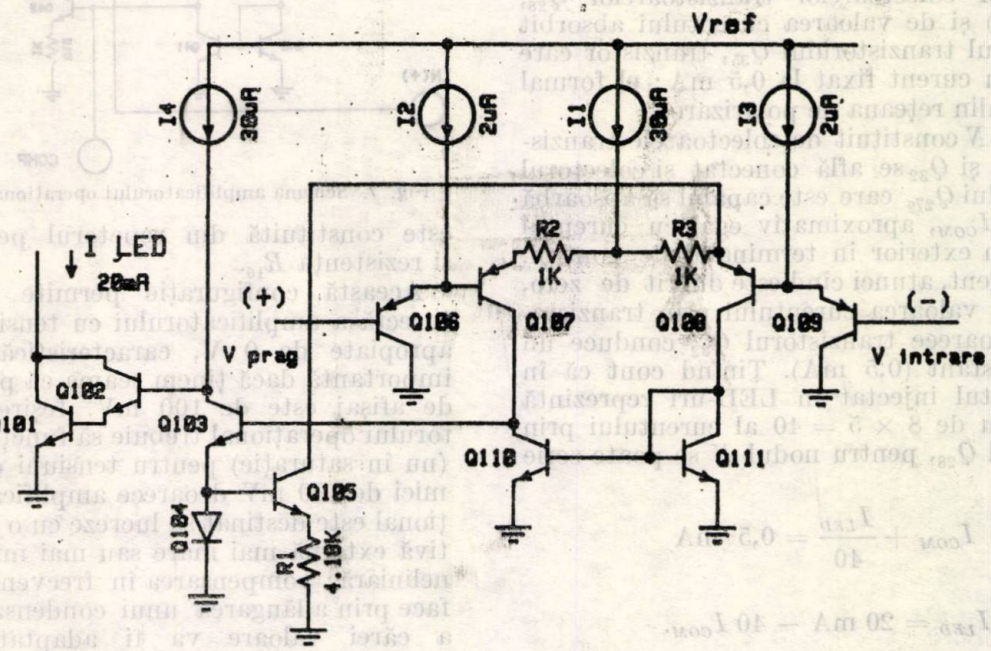


Fig. 5 Schema unui comparator din βL 100.

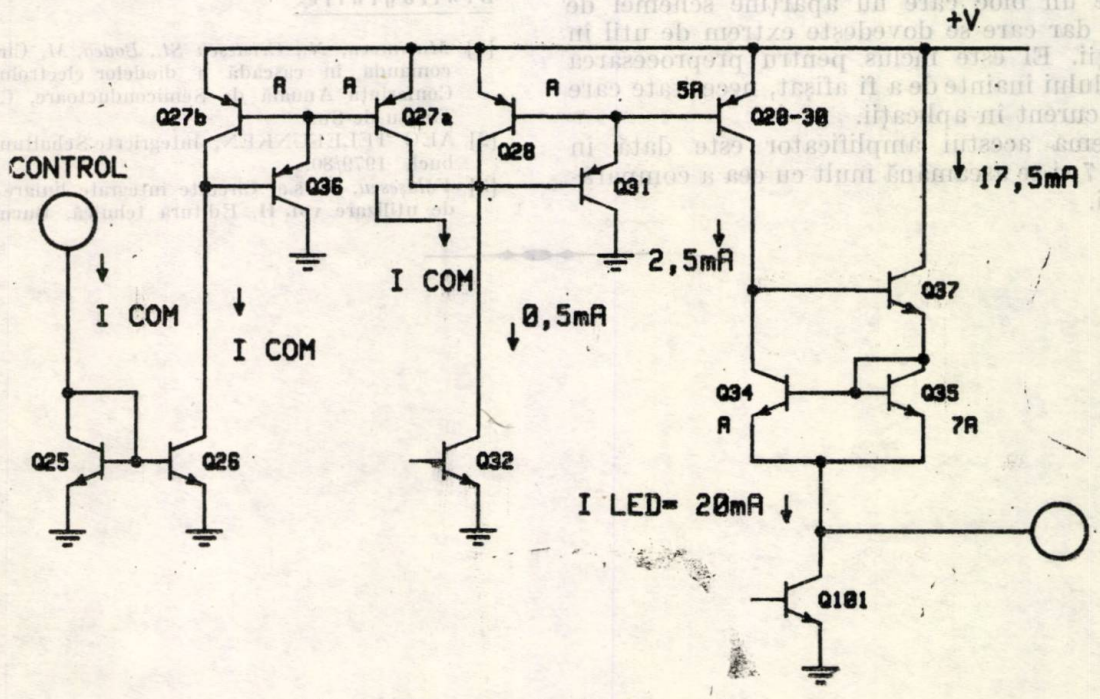


Fig. 6. Schema generatorului de curent I_{LED}.

colector de circa 20 mA. Se remarcă raportul diferit dintre ariile de emitor ale tranzistoarelor Q_{34} şi Q_{35}.

Sursa de curent Wilson este alimentată cu 2,5 mA de tranzistorul Q_{28-30}, provocînd prin tranzistorul Q_{35} curgerea unui curent de 7 ori mai mare, adică 17,5 mA. În total curentul injectat în LED-uri este format din suma curenţilor care trec prin tranzistoarele Q_{35}, Q_{34} (20 mA).

Curentul de excitaţie generat de tranzistoarele Q_{28-30} (2,5 mA) este determinat de raportul perimetrelor colectoarelor tranzistoarelor Q_{28}, Q_{28-30} (1/5) şi de valoarea curentului absorbit de colectorul tranzistorului Q_{35}, tranzistor care conduce un curent fixat la 0,5 mA; el formal face parte din reţeaua de polarizare.

În nodul N constituit de colectoarele tranzistoarelor Q_{28} şi Q_{32} se află conectat şi colectorul tranzistorului Q_{27a} care este capabil să absoarbă un curent I_{COM}, aproximativ egal cu curentul injectat din exterior în terminalul de control.

Acest curent, atunci cînd este diferit de zero, diminuează valoarea curentului prin tranzistorul Q_{28}, deoarece tranzistorul Q_{32} conduce un curent constant (0,5 mA). Ţinînd cont că în final curentul injectat în LED-uri reprezintă un multiplu de $8 \times 5 = 40$ al curentului prin tranzistorul Q_{28}, pentru nodul N se poate scrie relaţia:

$$I_{COM} + \frac{I_{LED}}{40} = 0{,}5 \text{ mA}$$

adică

$$I_{LED} = 20 \text{ mA} - 40\, I_{COM}.$$

6. Amplificatorul operaţional

Este un bloc care nu aparţine schemei de afişaj, dar care se dovedeşte extrem de util în aplicaţii. El este inclus pentru preprocesarea semnalului înainte de a fi afişat, necesitate care apare curent în aplicaţii.

Schema acestui amplificator este dată în figura 7 şi se aseamănă mult cu cea a comparatorului.

Etajul de intrare este format dintr-o pereche tranzistoare *pnp* pentru a putea amplifica semnale avînd tensiuni apropiate de 0 V. Ieşirea

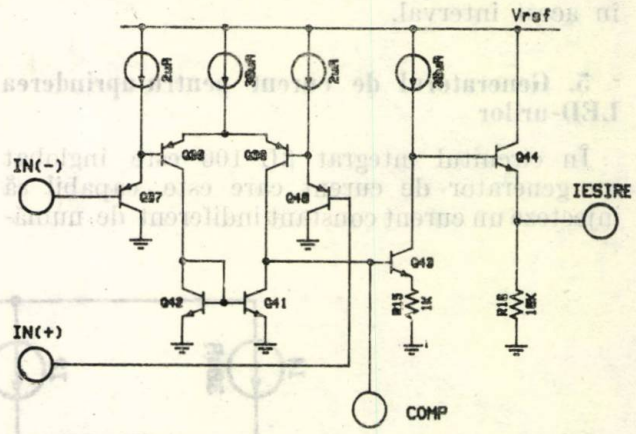


Fig. 7. Schema amplificatorului operaţional din βL 100.

este constituită din repetorul pe emitor Q_{44} şi rezistenţa R_{16}.

Această configuraţie permite funcţionarea corectă a amplificatorului cu tensiuni de ieşire apropiate de 0 V, caracteristică extrem de importantă dacă ţinem seama că prima treaptă de afişaj este de 100 mV. Ieşirea amplificatorului operaţional trebuie să funcţioneze corect (nu în saturaţie) pentru tensiuni de ieşire mai mici de 100 mV deoarece amplificatorul operaţional este destinat să lucreze cu o reacţie negativă externă mai mare sau mai mică, eventual neliniară; compensarea în frecvenţă se poate face prin adăugarea unui condensator exterior a cărei valoare va fi adaptată aplicaţiei în cauză.

Bibliografie

[1] *Marinescu, N., Cristescu St., Bodea, M.* Circuit pentru comanda în cascadă a diodelor electroluminescente, Conferinţa Anuală de Semiconductoare, CAS — 1984, Timişu-de-Sus.

[2] AEG TELEFUNKEN, Integrierte Schaltungen, Datenbuch 1979/80.

[3] *Vătăşescu, A.* ş.a. Circuite integrate liniare— Manualul de utilizare vol. II, Editura tehnică, Bucureşti, 1979.

CZ 621,867,2

DEFECTE DE ÎMPACHETARE
OXIDAREA SILICIULUI

Activitatea electrică a defectelor de împachetare induse de oxidare în siliciu

DAN SACHELARIE, MIHAELA STOICA, ARITINA BĂDOIU, MARINA SACHELARIE, DUMITRU ION*

Oxidarea termică induce în siliciu defecte de împachetare (OSF) extrinseci [1—3] mărginite de dislocaţii parţiale Frank $a/_3 \langle 111 \rangle$. În literatură s-a studiat în mod extensiv [1—11] dependenţa lungimii OSF funcţie de condiţiile de oxidare: temperatură, timp, ambiant, presiune parţială, tip siliciu etc. Nu este însă prea bine cunoscut în ce măsură lungimea acestor defecte afectează [12—14] caracteristicile electrice ale dispozitivelor semiconductoare. În lucrare este analizată influenţa lungimii defectelor de împachetare extrinseci induse de oxidare asupra timpului de viaţă de generare a purtătorilor de sarcină din siliciu.

1. Experiment

S-au utilizat plachete de siliciu epitaxiale n/n^+, de orientare (111). Defectele de împachetare extrinseci au fost induse în siliciu printr-o oxdare iniţială la temperatură înaltă, 1150°C. Lungimea defectelor a fost variată folosind timpi de oxidare diferiţi, 2, 4 şi 6 ore. În plus, pentru fiecare timp oxidarea s-a realizat în două variante, umedă şi uscată. După oxidarea iniţială stratul de oxid a fost înlăturat.

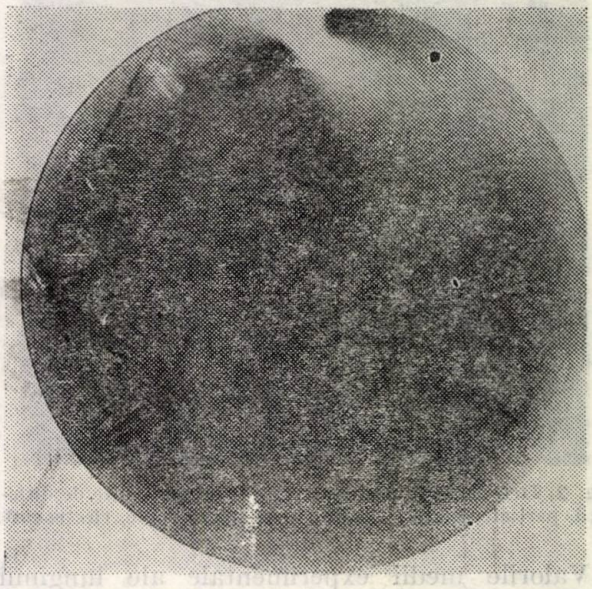
Defectele cristalografice din siliciu au fost caracterizate prin topografia în raze X, folosind metoda Lang prin transmisie [15]; s-au utilizat reflexele radiaţiei CuK_α şi planale reflexe $(\bar{1}10)$ şi $(\bar{1}31)$. O parte din plachete au fost corodate în soluţie Sirtl şi apoi s-a măsurat lungimea OSF.

În continuare s-a urmărit corelarea lungimii OSF cu timpul de viaţă a purtătorilor de sarcini din siliciu. În acest scop, pe plachetele oxidate iniţial la 1150°C s-au realizat capacitori MOS. Oxidul de poartă a fost crescut la 1050°C timp de 1 oră, în atmosferă de oxigen. După depunerea alminiului a urmat un tratament de stabilizare la 400°C în gaz de formare, timp de 10 minute.

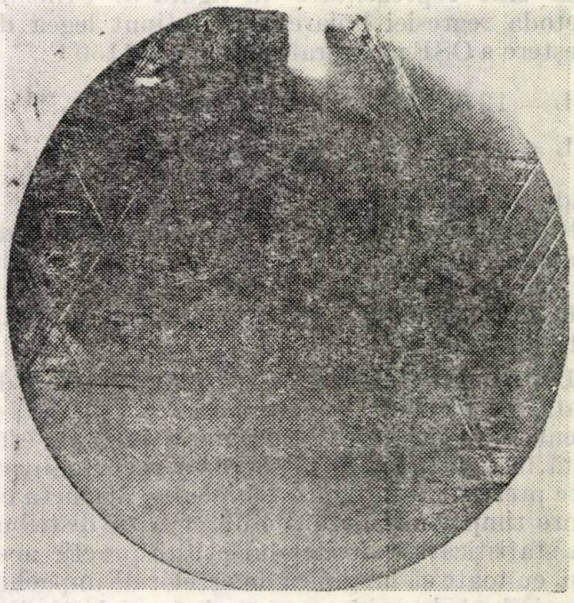
Timpul de viaţă de generare τ al purtătorilor de sarcină din volumul siliciului a fost determinat prin metoda regimului tranzitoriu al capacitorului MOS [16] utilizînd modelul matematic Schroder.

2. Rezultate

În figura 1 sînt date două topograme reprezentative ale aceleiaşi plachete înainte şi după oxidarea umedă realizată în condiţiile 1150°C şi 6 ore. Se observă o dezvoltare puternică a defectelor cristalografice din siliciu în urma procesului de oxidare. Densitatea OSF este de aproximativ $7 \cdot 10^5$ cm^{-2} şi pare să fie independentă de timpul şi tipul oxidării.



a.



b.

Fig. 1. Topogramele prin transmisie în raze X ale unei plachete de siliciu înainte (a) şi după (b) oxidarea umedă. Radiaţie CuK_α, plan reflex $(\bar{1}10)$.

* Centrul de cercetare ştiinţifică şi inginerie tehnologică pentru semiconductoare—Bucureşti.

Corodarea chimică în soluţie Sirtl şi analiza prin microscopie electronică SEM relevă defectele de împachetare extrinseci induse de oxidare (fig. 2). Ele alunecă pe planele {111}, intersectează suprafaţa plachetei de-a lungul direcţiilor ⟨110⟩ şi sînt mărginite de dislocaţii parţiale Frank. Lungimea lor depinde de timpul şi tipul oxidării. Astfel în cazul oxidării umede pentru un timp de 2 ore, lungimea defectelor de împachetare este de 23 μm, iar pentru un timp de oxidare de 6 ore ea devine de 63 μm.

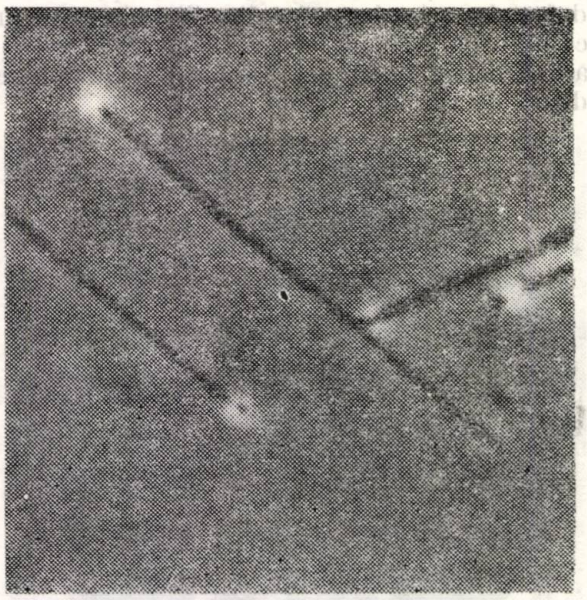


Fig. 2. Defecte de împachetare extrinseci mărginite de dislocaţii parţiale Frank. Analiză prin microscopie electronică.

Valorile medii experimentale ale lungimii OSF sînt reprezentate în figura 3. Utilizînd metoda regresiei liniare s-a obţinut legea de creştere a OSF pe suprafaţa (111), la 1150°C :

$$L = 12{,}3 \cdot t^{0{,}93} \quad \text{oxidare umedă} \quad (1),$$

$$L = 6 \cdot t \quad \text{oxidare uscată} \quad (2),$$

unde L este lungimea OSF în microni, iar t este timpul de oxidare în ore. Dependenţa de timp este apropiată de cea găsită experimental de Quisser [1], dar diferită de cea teoretică [10, 11] ce indică o variaţie de proporţionalitate cu $t^{3/4}$.

Distribuţia statistică a valorilor timpului de viaţă, pe placheta la care oxidarea iniţială s-a făcut timp de 2 ore în ambiant de H_2O, este dată în figura 4 a. O histogramă asemănătoare este prezentată în figura 4 b pentru placheta cu 6 ore timp de oxidare. Se observă că distribuţia statistică a valorilor lui τ este practic aceiaşi, cu toate că lungimea defectelor de împachetare induse de oxidare este substanţial diferită, 23 μm şi respectiv 63 μm. Cea mai plauzibilă explicaţie poate fi aceea că procesele de generare de purtători nu apar în volumul defectului

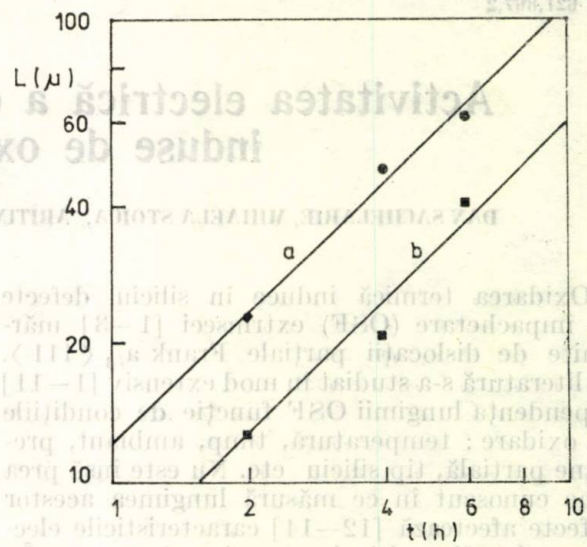
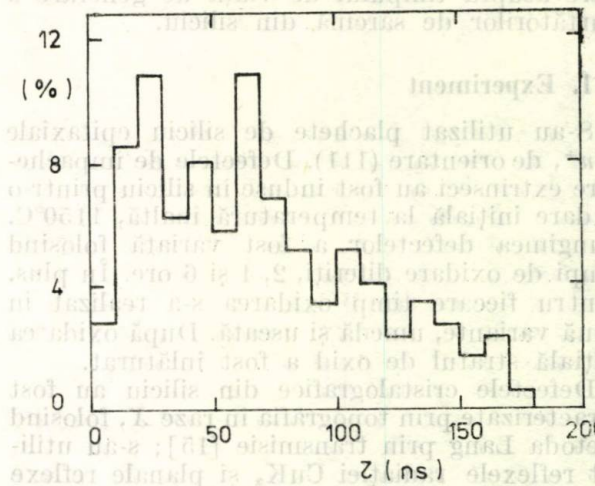
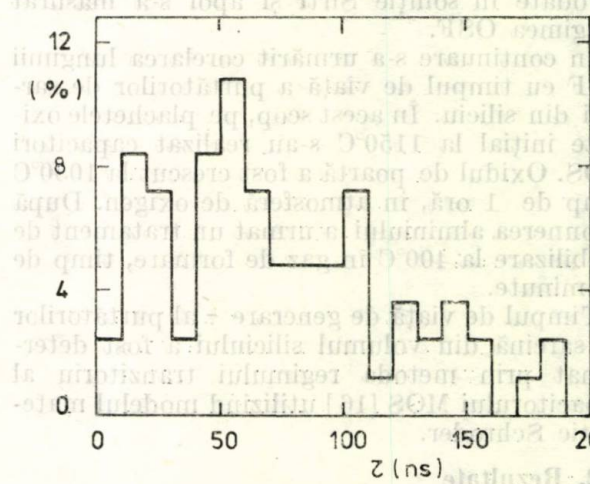


Fig. 3. Lungimea defectelor de împachetare funcţie de timpul de oxidare : Si(111), 1150°C, (a) H_2O şi (b) O_2.



a.



b.

Fig. 4. Distribuţia statistică a timpului de viaţă la capacitorii MOS. Oxidare iniţială : 1150°C, H_2O, (a) 2 ore şi (b) 6 ore. Oxidare de poartă : 1150°C, O_2, 1 oră.

de împachetare, ci ele apar doar la dislocaţiile parţiale Frank care mărginesc aceste defecte. Aceste concluzii asupra activităţii electrice a OSF sînt asemănătoare cu cele ale lui Kawado [17] deduse prin măsurători în microscopie electronică, modul EBIC.

Constanta activităţii electrice, definită ca inversul produsului timp de viaţă × densitate OSF, este de aproximativ 100 cm^2/s.

3. Concluzii

Timpul de viaţă de generare a purtătorilor de sarcină din dispozitivele MOS este independent de lungimea defectelor de împachetare induse de oxidarea termică în siliciu. El este dictat numai de densitatea acestor defecte şi de constanta activităţii lor electrice. Valoarea acestei constante este de aproximativ 100 cm^2/s. Ea pare să fie tipică [14] pentru un tratament final de stabilizare efectuat la 400°C în gaz de formare.

Bibliografie

[1] *Queisser, H., Van Loon, P.* J. Appl. Phys., vol. **35**, 1964, p. 3066.
[2] *Fisher, W., Amick, J. J.* Electrochem. Soc., vol. **113**, 1966, p. 1054.
[3] *Booker, G., Tunstall, W.* Phil. Mag., vol. **13**, 1966, p. 71.
[4] *Hu, S.*, Appl. Phys Lett., vol. **27**, 1975, p. 165.
[5] *Shiraki, H.* Japan. J. Appl. Phys., vol. **15** 1976, p. 83.
[6] *Murarka, S.*, J. Appl. Phys., vol., **48**, 1977, p. 5020.
[7] *Murarka, S., Quintana, G.*, J. Appl. Phys., vol. **48**, 1977, p. 46.
[8] *Sugita, Y., Shimizu, Yoshinaka, A., Aoshima T.* J. Vac. Sci. Technol., vol. **14**, 1977, p. 44.
[9] *Murarka, S.* J. Appl. Phys., vol. **49**, 1978, p. 2513.
[10] *Lin, A., Dutton, R., Antoniadis, D., Tiller, W.* J. Electrochem. Soc., vol. **128**, 1981, p. 1121.
[11] *Fair, R.* Electrochem. Soc., vol. **128**, 1981, p. 1360.
[12] *Ravi, K., Varker, C., Volk, C.* J. Electrochem. Soc., vol. **120**, 1973, p. 533.
[13] *Varker, C., Ravi, K.*, J. Appl. Phys., vol. **45**, 1974, p. 272.
[14] *Matsuoka, Y., Ikuta, K., Nakajima, S.* Japan. J. Appl. Phys., vol. **17**, 1978, p. 2167.
[15] *Tanner, B.* X-Ray Diffraction Topography, New-York, Pergamon Press, 1976.
[16] *Nicolian, E., Brews, J.* MOS Physics and Technology, New-York, John Wiley Sons, 1982.
[17] *Kawado, S.* Japan J. Appl. Phys., vol. **19**, 1980, p. 1591.

CRONICĂ

Electronica – 84

Tîrgul *Electronica* de la München este considerat în prezent ca fiind cea mai mare expoziţie de componente electronice din lume. El se organizează odată la doi ani, alternativ cu *Productronica*, expoziţie de utilaje pentru industria electronică.

Datele oficiale ale *Electronicii — 84* au fost următoarele :

● Număr de firme/ţări participante : 2200/33 (cu 15% mai multe firme ca în 1982).

● Număr de vizitatori : 90 000.

● Suprafaţa halelor : 105 000 m², din care suprafaţa standurilor 41 890 m².

● Profil general : semiconductoare şi tuburi electronice, componente electronice pasive, componente electromecanice, cablaje imprimate şi tehnologii de lipire, surse de alimentare, microcomputere şi periferice pentru microcomputere, instrumente de măsură, sisteme de testare (inclusiv handlere), sisteme de proiectare/inginerie CAD/CAE.

Dincolo de aceste date, participînd efectiv la 4 din cele 5 zile ale expoziţiei, am constatat următoarele elemente caracteristice generale ale actualei ediţii, demne de a fi menţionate :

● Taxa de participare a fost crescută la DM 30.00/zi ; ţinînd cont că, de regulă, această taxă se suportă de firme, măsura a fost eficientă : accesul copiilor şi studenţilor a fost limitat, astfel că, materialele imprimate de prezentare şi de reclamă s-au putut găsi cu mai mare uşurinţă ca în trecut. Cu toate acestea, cataloagele complete s-au putut obţine gratuit numai cu mare greutate, iar în unele cazuri numai contra-cost.

● Catalogul expoziţiei, de 1192 pagini (1,2 kg, în mapă cu minere) a costat DM 15.00 şi nu a fost inclus în taxa de participare zilnică.

● Spre deosebire de alte ediţii ale *Electronicii*, cînd firmele puteau expune atît componente, cît şi utilaje, la ediţia 1984 s-a interzis în mod explicit aducerea utilajelor de producţie, pe baza unei liste de categorii transmise expozanţilor. Pe parcursul desfăşurării expoziţiei, reprezentanţi ai organizatorilor au controlat în permanenţă respectarea acestei reguli. Din utilajele neincluse în lista de interdicţii au făcut parte instrumentele de măsură electronice pentru controlul calităţii componentelor, testerele (inclusiv handlerele) şi „staţiile de lucru" (workstations) pentru proiectare.

● Din discuţiile informale cu participanţii a rezultat că participarea ca expozant la „*Electronica*" este destul de costisitoare, de ordinul zecilor de mii de dolari. Cu toate acestea, au existat standuri ale unor firme mult mai mici decît fabricile noastre de semiconductoare, inclusiv ale unor firme care, în mod statuat, „vînd componente depăşite şi scoase din fabricaţie" (Walberg Devices, Inc., ş.a.).

● Datorită participării ample la *Electronica*, atît a expozanţilor, cît şi a vizitatorilor, rezervările de camere la hotelele din München pentru această perioadă se fac cu un an înainte.

În paralel cu tîrgul *Electronica — 84* s-au desfăşurat lucrările celui de al 11-lea congres „Mikroelektronik", ale simpozionului „Macroelectronica" (dispozitive de putere) şi ale simpozionului „Asigurarea calităţii în domeniul electronicii".

O cronică tehnică exhaustivă a tîrgului *Electronica — 84* este practic imposibil de făcut datorită dimensiunii acestuia şi a diversităţii tehnologice deosebite a componentelor prezentate. Datorită aceloraşi dificultăţi chiar şi selectarea unor „caracteristici dominante" ale tîrgului este greu de făcut şi este, în mare măsură, dependentă de raportor. În cele ce urmează se prezintă astfel de caracteristici, conform impresiei personale a autorului şi a intereselor tehnologice ale Platformei Băneasa.

1. Caracteristici dominante — cîteva impresii

1. Capsulele mici (SO sau SMD)

Toţi producătorii majori de semiconductoare au prezentat serii noi de componente discrete

şi circuite integrate în „capsule mici" denumite SO („small outline") sau SMD („surface – mounted devices") cu 2—40 terminale, destinate montării automate, pe suprafaţă (fără găuri) a circuitelor electronice miniaturizate. Aceste capsule, denumite în trecut „capsule elveţiene", reprezintă progresul realizat în mod necesar în tehnologia montajului microelectronic, odată cu reducerile de dimensiuni dramatice înregistrate în tehnologia siliciului. Avantajele majore ale capsulelor SO, citate de toţi producătorii sînt următoarele :

● Dimensiune fizică mică a întregului montaj, rezultată din înălţimea şi pasul capsulei, ambele de 50% din dimensiunile capsulei DIL standard (fig. 1).

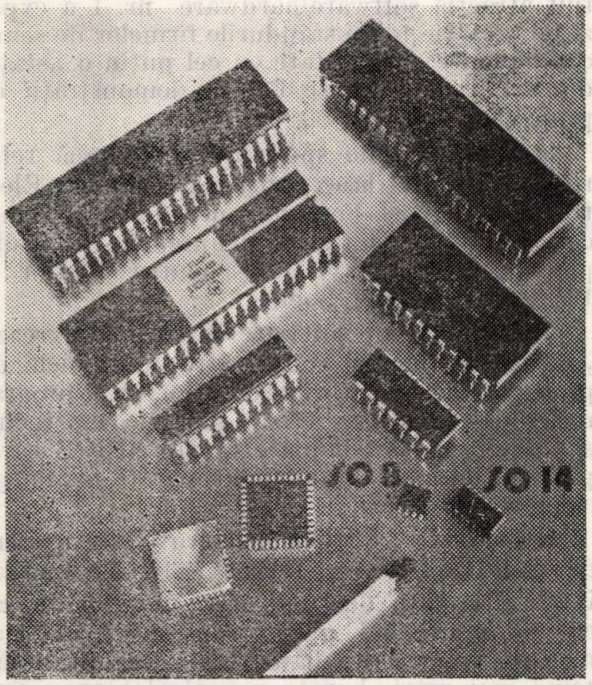


Fig. 1 „Capsulele mici" (sau cu montare de suprafaţă. SMD) de tip SO 8 şi SO 14, comparativ cu alte capsule curent folosite în microelectronică.

● Posibilităţi de montaj automat, robotizat : capsulele se aşază şi se lipesc pe paduri, nu se mai inserează în găuri, terminalele fiind preformate pentru lipire directă (fig. 2).

● Economii importante de placat de cupru şi reducerea numărului de straturi ale acestuia : conform experienţei firmei Texas Instruments, la realizarea unei plăci de memorie de 1 Mbyte cu capsule mici, economia de placat de cupru este de 60%, folosindu-se plăci cu 4 straturi în loc de 8 ; reducerile globale la preţul de cost sînt, în cazul menţionat, de 55%.

● Performanţe de viteză superioare, datorită lungimilor reduse ale traseelor electrice.

Evoluţia tuturor firmelor spre capsulele mici este de natură să pună probleme serioase de compatibilitate la export industriei noastre.

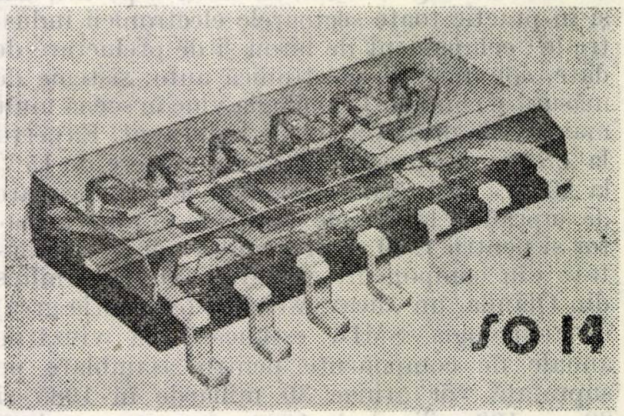


Fig. 2. Capsula SO 14 — reprezentare tridimensională transparentizată.

Pe de altă parte, atît experienţa în domeniu a Centrului de cercetare ştiinţifică şi inginerie tehnologică pentru semiconductoare cît şi cele constatate la *Electronica-84*, arată că trecerea de la capsulele DIL standard la capsulele mici nu este numai o chestiune de reproiectare şi asimilări prin plan tehnic. Montajul, închiderea şi testarea capsulelor mici constituie o tehnologie nouă, superioară, de asamblare, care implică nu numai grile mai fine şi protejate la nivel superior, dar şi handlere, fixturi de testare etc. diferite. Chiar şi cea mai simplă operaţie, marcarea, nu mai se face, la spaţiul limitat disponibil şi la nivelul actual al tehnicii, cu ştampilă şi cu vopsea, ci cu laser (marcare multidigit, incluzînd şi data de fabricaţie). În plus, componentele închise în capsule mici se livrează, de regulă, puse în bandă, sub formă de role pentru maşinile de montaj automate.

Elementele indicate succint mai sus sînt datele unei viitoare dezvoltări majore pentru MICROELECTRONICA sau **Întreprinderea de piese radio şi semiconductoare** care, dacă nu se va realiza în următorii ani, se va ajunge la situaţia menţionată de incompatibilitate la export, chiar şi la familii de produse (tranzistoare, circuite integrate MSI/LSI etc.) la care cipurile de siliciu se vor putea realiza la nivel competitiv.

Pentru referinţă comparativă, se menţionează faptul că revista Electronics Week (McGraw-Hill) selectează pe copertă titlul „Dispozitivele cu montare de suprafaţă ies în forţă la *Electronica-84*" şi inserează următoarea cronică în interior :

„Una din tendinţele majore pe care le-a indicat *Electronica* din acest an este utilizarea

dispozitivelor cu montare de suprafaţă, care a jucat un rol predominant în standurile firmelor. Tehnologia SMD (surface-mounted devices) apare ca făcîndu-şi intrarea nu numai în electronica de larg consum, de unde a pornit, dar şi în practic toate sectoarele electronicii industriale : echipament de birou şi de prelucrare de date, comunicaţii, electronică auto, sisteme de măsură şi control. Tehnologia vine în scenă mult mai repede decît s-a crezut la început. Experţii la *Electronica* prezic o rată de creştere de 15% la 20% a utilizării componentelor cu montare de suprafaţă la firmele europene în anul următor şi pentru 1990 se prevede că aproape jumătate din componente vor fi SMD-uri. Philips din Olanda, un „heavyweight" (categorie grea) în tehnologia SMD, estimează că vînzările anuale de componente pentru asamblare pe suprafaţă vor atinge 30 miliarde în 1985 şi 80 ... 100 miliarde în 1990, ceea ce reprezintă 25% şi respectiv 50% din toate componentele livrate".

2. Ariile de porţi logice

Ariile de porţi logice au dominat standurile tuturor firmelor mari de semiconductoare, reţinînd atenţia vizitatorilor prin cele mai diferite metode, de la pungi de plastic şi postere pînă la lecţii ad-hoc de proiectare în această tehnologie. În plus, multe firme mici, necunoscute, de inginerie, îşi ofereau serviciile pentru proiectarea rapidă a circuitelor dedicate în tehnologia ariilor de porţi logice. Cîteva elemente comune :

- Toată lumea proiectează cu „staţii de lucru" (workstations") Daisy, Valid Logic sau Mentor (v. mai departe).
- „Turnătoriile de siliciu" oferă proiectanţilor practic toate posibilităţile tehnologice de realizare a porţilor logice : se pot realiza arii de porţi CMOS (în diverse variante de performanţe), TTL, ECL etc. fără ca diferenţele majore între aceste tehnologii să îi pună probleme proiectantului.
- Dimensiunea maximă tipică a ariilor oferite la *Electronica — 84* s-a situat între 2000 şi 6000 porţi, cu reguli de proiectare (respectate automat de „staţia de lucru") de pînă la 2 μm şi cu pînă la 172 terminale.
- Decizia asupra alegerii tehnologiei „arii de porţi logice" (cu porţi procesate în siliciu, neinterconectate) sau „celule standard" (cu celule standard în memoria calculatorului, neprocesate) nu mai este atît de dramatică cu „staţiile de lucru" moderne : proiectarea logică cu „staţia de lucru" este identică în ambele cazuri, calculatorul întrebînd numai la urmă, înainte de a-şi începe treaba lui, dacă proiectantul doreşte circuitul realizat cu arii de porţi sau cu celule standard. Într-un fel s-a ajuns la ceea ce prof. Edmond Nicolau numea, în glumă, la CAS-1984 „proiectare asistată de om".
- Nici decizia „semi-dedicat" sau „dedicat" nu mai este aşa de dramatică : lumea s-a obişnuit cu ideea că, dacă circuitul semi-dedicat a avut succes şi se cere, el se reproiectează (tot cu „staţia de lucru") în variantă dedicată, cu arie de siliciu mai mică şi, deci, mai ieftin.
- Literatura distribuită la expoziţie menţionează o piaţă de $450 milioane pentru circuitele semi-dedicate, care se dublează în fiecare an.

3. „Staţiile de lucru"

„Staţiile de lucru" (Workstations) au constituit atracţia software/hardware nr. 1 a expoziţiei. Practic toate standurile firmelor de semiconductoare erau dotate cu cel puţin o „staţie de lucru" pe care se făceau demonstraţii de proiectare.

- Literatura de specialitate de bună referinţă consultată la expoziţie (Electronics, Electronic Design şi Fortune) menţionează numai cele trei firme amintite înainte, cu 33% din piaţă pentru Daisy, 30% pentru Mentor şi 19% pentru Valid Logic.
- Pachetele de software cu care se livrează „staţiile de lucru" conţin atît programele de proiectare necesare (prin definiţie), cît şi programele de simulare statică sau dinamică etc. inclusiv programe de simulare de tip SPICE care, pînă nu de mult, erau implementate numai pe calculatoare mari.
- Evoluţia „staţiilor de lucru" este extrem de rapidă şi de interesantă. În competiţie intră atît staţii de tipul celor menţionate, cu calculator original, propriu, cît şi sisteme mai mici, bazate pe calculatoare personale sau sisteme mai mari, bazate pe calculatoare mari, toate cu o tendinţă dominantă de scădere a preţurilor : în 1988 „staţiile de lucru" vor costa sub $20 000, iar sistemele CAE bazate pe calculatoare personale vor costa $ 2000 (cu limitările corespunzătoare de performanţe). Evoluţia este, oarecum, cu reacţie pozitivă, deoarece, beneficiind de avantajul proiectării rapide cu „staţii de lucru", firmele din Valea Siliciului au început să proiecteze microprocesoare specializate pentru realizarea unor siseme de proiectare şi mai rapide ş.a.m.d.
- Denumirea acestor sisteme diferă, dar se tinde spre denumirea „CAE Workstation".
- Se estimează că, în lume, sînt numai 3000 proiectanţi de cipuri, ceea ce este mult prea puţin în comparaţie cu cei aproximativ 400 000 proiectanţi de sisteme. Se apreciază că „staţiile de lucru" vor contribui la uşurarea crizei de proiectanţi arătată, în sensul creşterii productivităţii acestora. Se mai apreciază că

proiectarea unui cip va rămîne, în continuare, o operă personală, la care proiectantul face totul, fără să poată fi ajutat decît, cel mult, de „staţiile de lucru". Este interesantă, în acest sens, filozofia preşedintelui firmei Daisy: Proiectanţii de circuite integrate trebuie să lucreze ca Leonardo da Vinci, care făcea totul singur, nu ca Edison, care se baza pe un corp de asistenţi tehnici.

Evoluţia rapidă spre „staţii de lucru" puternice, pe care se face atît proiectarea de lay-out, cît şi simularea de circuit este de natură să reclame o revizuire a politicii de dezvoltare şi dotare a întreprinderilor din Platforma Băneasa.

4. Memoriile dinamice RAM (DRAM) de 256 kbit

Memoriile dinamice RAM de 256 kbit, în tehnologie MOS, au ocupat un loc important în propaganda tehnică a marilor firme americane şi japoneze, fiecare firmă comunicînd, în felul ei, că deţine „varianta de producţie". Anunţate în Electronics încă din august 1983, este sigur că ele se livrează în prezent în cantităţi. Intel, de exemplu, livrează memorii de 256 kbit (proces C—H—MOS) din iunie 1984. Deşi performanţele acestor componente sînt de domeniul ştiinţifico-fantasticului faţă de nivelul nostru tehnologic, este interesant să se reţină cîteva din ele:

- Celulele de stocare a informaţiei — capacitoare de 50 femptofarazi sînt aşa de mici încît sarcina stocată în ele, de numai 1,5 milioane electroni, este la limita de rezistenţă faţă de ştergerea prin ionizarea produsă de o particulă alfa din materialul capsulei.
- Oxidul de poartă a fost subţiat de la 900 ... 100 Å la memoria de 16 kbit la 200 ... ... 300 Å.
- Lungimea canalului tranzistoarelor MOS a fost redusă de la 6 ... 7 μm la memoria de 16 kbit la 1,5 ... 2,5 μm (tranzistoare cu canal foarte scurt).
- Adîncimile joncţiunilor au fost reduse de la 1 ... 1,2 μm la memoria de 16 kbit la 0,25 ... ... 0,35 μm.
- Cu toate reducerile de dimensiuni arătate, memoria încă menţine nivelul „1" la valoarea clasică de 5 V, deci lucrează foarte aproape de efectele supărătoare ale purtătorilor fierbinţi ş.a. Este mai mult decît probabil că, în viitorul apropiat, vom asista la apariţia unui nou standard de nivel „1", probabil de 1,5 V (?) pentru compatibilitate cu reducerile de dimensiuni, în continuare.
- Metalizările pentru liniile de bit sînt realizate cu polisiliciuri la Texas Instruments şi cu siliciuri de molibden, titan sau tantal la alte firme.
- Fotolitografia este încă optică (UV), cu repetare/reducere 5 : 1 sau 10 : 1 direct pe plachetă, ceea ce permite realizarea unor linii de 2 μm cu precizie de aliniere de 0,75 μm. Se consideră (Electronics) că, deşi litografiile cu electroni sau cu raze X sînt tehnologii ale viitorului, ele nu sînt dezvoltate suficient pentru a fi utilizate în producţia de mare serie.
- În prezent cipurile de 256 kbit pun încă unele probleme de randament. Pentru compensarea acestora, Texas Instruments a prevăzut pe cip rînduri sau coloane de celule redondante; după testarea pe plachetă rîndurile sau coloanele defecte se deconectează prin arderea cu laser a siguranţelor prevăzute special.
- Dimensiunea cipului este de 4,6 mm × × 8,7 mm. Aceste dimensiuni pun unele probleme la montarea şi închiderea în capsula standard dual-in-line şi se estimează că, în viitor, va trebui să se reducă şi mai mult aria cipului actual, realizat cu reguli de 2 μm.
- Memoriile de 256 kbit vin să satisfacă nevoile de memorie ale sistemelor de calcul care, pentru 1985, se estimează a fi în mod tipic între 100 kbyt/sistem (la calculatoarele de casă) şi 20 Mbyt (la calculatoarele mari).

5. Video-display procesoarele

„Video-display procesoarele" (VDP) au dat o tentă dominantă a tîrgului în domeniul procesoarelor LSI dedicate.

- Procesoarele dedicate aplicaţiilor grafice au apărut din nevoia evidentă a tuturor sistemelor bazate pe microcalculatoare (de la jocuri de arcadă pînă la sisteme sofisticate de control automat) de a include în ele terminale grafice. În mod uzual gospodărirea semnalelor pentru terminalul grafic intra în atribuţiile microprocesorului, ocupîndu-i timpul. De asemenea, informaţia grafică se stoca în memoriile de 16 k × 1 bit sau 64 k × 1 bit disponibile care, de asemenea, s-au dovedit a nu fi cele mai potrivite pentru asemenea aplicaţii.
- Firma Texas Instruments şi, odată cu ea, şi alte firme (dintre cele mai apropiate de noi: Thomson CSF) a eliminat aceste dificultăţi prin realizarea unei familii de „video-display procesoare" (TMS 9118, 9128, şi 9129) care lucrează fie cu memorii RAM standard, fie cu circuitul specializat „video RAM", de asemenea prezentat la *Electronica-84*.
- „Video RAM-ul" este o memorie de 64 kbit cu adresare matricială directă pentru 256 rînduri şi 256 coloane (deci cu organizare potrivită unui display cu 256 × 256 pixeli) care conţine în ea şi un registru de deplasare cu intrările şi ieşirile lui separate.
- „Video-display procesoarele" simplifică elaborarea hardware şi sottware a sistemelor cu

intrări/ieşiri grafice şi, simplificînd activitatea microprocesorului principal, cresc performanţele de viteză ale sistemului.

6. Tehnologiile C-MOS de viteză mare

Tehnologiile C-MOS de viteză mare au fost anunţate de mai multe firme mari, printre care şi SGS.

● Noua tehnologie HS — C^2 MOS elaborată prin efort cooperativ de SGS şi Toshiba realizează performanţe de viteză superioare atît seriei CMOS-B (viteză maximă 7 MHz) cît şi seriei LSTTL (45 MHz): viteza maximă în această tehnologie este de 60 MHz.

● Tehnologia realizează performanţele de viteză arătate păstrînd specificaţia de disipaţie de 0,02 W a seriei CMOS-B.

● Cum se realizează performanţele aparent contradictorii menţionate mai sus este mai puţin descris în literatura distribuită. Este însă clar că este vorba de un proces C-MOS cu poartă de siliciu, cu dublă implantare şi cu izolare de oxid retras (recessed oxide isolation).

7. Traductoarele cu semiconductoare

Traductoarele cu semiconductoare, prezentate atît de firme specializate cît şi de firme mari de semiconductoare, au marcat tendinţa de trecere rapidă de la tipurile mecanice, electrice sau electromecanice la cele bazate pe semiconductoare. Semiconductoarele îndeplinesc toate cerinţele impuse traductoarelor pentru aplicaţii industriale: sînt fiabile, precise, mici şi uşoare. În plus, industria de semiconductoare avînd făcute investiţiile de automatizare a proceselor (pentru circuite integrate etc.) traductoarele cu semiconductoare se realizează la costuri mai mici în comparaţie cu omoloagele lor electromecanice.

● Traductoarele de presiune au apărut de mai mult timp, dar acum s-au lansat traductoare „inteligente", care conţin şi electronica (integrată monolitic) de procesare a tensiunii curentului de ieşire pentru comanda de automatizare corespunzătoare. O aplicaţie tipică a acestui gen de traductoare este măsurarea presiunii în galeria de admisie a carburatorului auto pentru comanda avansului aprinderii.

● Rapoartele oficiale indică următoarea împărţire a vînzărilor de traductoare cu semiconductoare, după valoarea în dolari: 39% traductoare de presiune, 25% traductoare de temperatură, 13% traductoare de poziţie şi de depunere. Cifrele date nu corespund situaţiei producţiei în număr de bucăţi, care este dominată de traductoarele de temperatură, cele mai ieftine dintre toate.

● Traductoarele de temperatură ale firmei Texas Instruments, constînd dintr-o diodă Zener, se folosesc în domeniul −40 ... +125°C şi se vînd la preţul de 3 DM/buc. (în capsulă TO 92); nu se poate răspunde, cel puţin la prima vedere, de ce nu se produc în prezent astfel de traductoare în Platforma Băneasa. Unele probleme, ca cele legate de intrarea în specificaţiile de catalog pentru linearitate sau coeficientul de temperatură ar putea să apară pe parcurs dar, în orice caz, problemele par să fie mult mai simple decît la majoritatea proiectelor din planurile tehnice ale unităţilor Platformei.

8. Tranzistoarele MOS de putere

Tranzistoare MOS de putere au fost prezentate de practic toate firmele de semiconductoare expozante, în tehnologii de o mare diversitate, inclusiv tehnologii hibride MOS-Bipolar.

● Printre tendinţele remarcate, scăderea pragului şi a rezistenţei în conducţie prin scăderea grosimii oxidului pare să fie semnificativă. Firma RCA, de exemplu, a lansat seria de „tranzistoare MOS de putere, de 5 V" care, avînd un oxid de poartă de 500 Å (în loc de 1000 Å la seriile mai vechi), au pragul de 1 ... 2 V (faţă de 2 ... 4 V înainte) şi pot fi comandate direct de la porţi TTL sau chiar CMOS.

● Aplicaţii tipice: telecomunicaţii, acţionări de robotică şi acţionare directă a capetelor la imprimantele termice.

9. Circuite integrate de mare viteză

Atît tîrgul în sine, cît şi literatura distribuită, au indicat faptul că producţia de *circuite integrate de mare viteză*, pe GaAs, este încă limitată, în ciuda volumului mare de discuţii

în jurul acestui subiect. Un seminar recent organizat de Agenţia de proiecte avansate de cercetare pentru apărare a SUA (DARP) a indicat, pe primul loc, dificultăţile materialului în sine, care încă nu se face la clasa „fără dislocaţii" necesară microelectronicii. De asemenea, lipsa unor capsule de mare viteză şi a aparaturii de testare necesară sînt de natură să mai temporizeze apariţia, în forţă, a acestor componente. Ca nivel-ţintă de complexitate, guvernul american a contractat cu firmele Honeywell şi Rockwell International o linie pilot de 100 plachete/săptămînă, pentru memorii RAM de 16 kbit şi arii de 6000 porţi, cu termen în trei ani de acum înainte. Aceste date indică faptul că, avînd în vedere şi decalajul nostru tehnologic, o mişcare de investiţii în direcţia VHSLSI/GaAs ar fi încă prematură.

10. Circuitele integrate hibride

Circuitele integrate hibride au abundat în standurile *Electronicii*, ca şi la ediţiile precedente. Mai nou se preferă asamblarea convenţională a semiconductoarelor încapsulate de tip SMD, tehnologiile de montare şi interconectare cu fire de aur a cipurilor goale fiind mai puţin utilizate. Deşi circuitele monolitice preiau tot mai multe din funcţiile care în trecut se realizau în tehnologii hibride, se apreciază că cererile de circuite hibride se vor menţine constante; la orice circuit monolitic avansat nou va fi nevoie să se elaboreze circuite hibride care, încorporînd funcţiile realizate monolitic, realizează performanţe superioare atît componentelor monolitice, cît şi subansamblelor convenţionale.

Alte caracteristici şi tendinţe se pot desprinde din volumul relativ mare de materie imprimată *selecţionată* adus de la München — cataloage, note de aplicaţii şi prospecte, în total *55 kg* — şi diseminat în cadrul CCSIT-S.

Printre altele, catalogul tîrgului conţine o clasificare „de tîrg", la zi a componentelor electronice în 5 grupe mari după cum urmează: (A) Produse semiconductoare şi tuburi; (B) Componente pasive; (C) Ansambluri electronice („Dispozitive confecţionate din componente"); D) Elemente electromecanice şi ansambluri; (E) Conectică şi elemente de încasetare. În cadrul fiecărei familii se listează, alfabetic, clasele de componente expuse la tîrg. Fără să constituie o clasificare tehnologică, lista menţionată dă o impresie proaspătă asupra domeniului componentelor electronice, aşa cum a apărut acesta la *Electronica-84*.

Din ţările socialiste, RPU a fost prezentă cu standul firmelor Metrimpex şi Electromodul, RDG cu Elektronik Export-Import şi R. P. China cu firma China Electronics Import and Export Corp.

Se menţionează, în încheiere, că *Electronica-84* s-a desfăşurat într-un context de avînt puternic al industriei de semiconductoare care, ca şi în alte ocazii, s-a dovedit a nu fi afectată negativ de criza economică mondială sau de criza petrolului etc.; vînzările SUA de semiconductoare au crescut cu 20% în 1983 ajungînd la 9,6 miliarde dolari şi se prelimină să crească spectaculos, cu 50% la sfîrşitul acestui an.

Concluzii şi remarci finale

Expoziţia *Electronica-84* a fost o manifestare de primă importanţă tehnică, la nivel mondial, pentru domeniul componentelor electronice. Ediţia 1984 a expoziţiei, organizată într-un an de avînt al industriei, a fost deosebit de consistentă, ceea ce a făcut cu atît mai valoroasă şansa ca o delegaţie a Centrului de cercetare ştiinţifică şi inginerie tehnologică pentru semiconductoare (autorul acestei croniei şi ing. M. Duşa) să poată participa la manifestarea în discuţie.

În timpul limitat (4 zile) disponibil, s-a obţinut informaţie consistentă selecţionată de la numărul neobişnuit de mare (2200) de firme participante. Printre altele s-au obţinut cataloage noi ale marilor firme de semiconductoare, contribuind astfel la aducerea la zi a informaţiei de acest gen (cataloage) a Centrului de cercetare ştiinţifică şi inginerie tehnologică pentru semiconductoare rămasă altminteri la nivelul anilor 1979—1980.

Din tendinţele în domeniu marcate de *Electronica-84* s-au semnalat, în ordinea de importanţă atribuită de autor: (1) capsulele mici cu montare pe suprafaţă (SMD), (2) ariile de porţi

logice, (3) staţiile de lucru pentru proiectare computerizată (workstations"), (4) memoriile DRAM de 256 kbit, (5) videodisplay procesoarele, (6) tehnologiile C-MOS de viteză mare, (7) traductoarele cu semiconductoare (8) tranzistoarele MOS de putere, (9) circuitele integrate de mare viteză şi (10) circuitele integrate hibride. Fiecare tendinţă este comentată în textul cronicii. De asemenea autorul păstrează, într-un dosar separat, materialul original imprimat al firmelor (inclusiv material grafic relevant) referitor la aceste tendinţe, care se poate consulta la sediul Centrului de cercetare ştiinţifică şi inginerie tehnologică pentru semiconductoare.

Tendinţele semnalate vor fi aprofundate şi considerate pentru urmărire în cadrul programului de componente electronice al Platformei Băneasa.

Din acţiunile imediate care rezultă din documentarea făcută la „*Electronica-84*" se amintesc aici reconsiderarea politicii de dezvoltare şi dotare a întreprinderilor din Platforma Băneasa în domeniul proiectării asistate de calculator a circuitelor integrate şi asimilarea unor traductoare de temperatură cu semiconductoare.

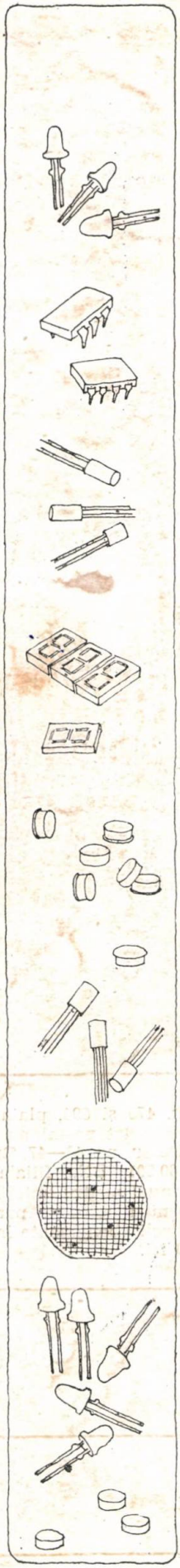
Constantin D. Bulucea
Centrul de cercetare ştiinţifică şi inginerie tehnologică pentru semiconductoare (CCSIT-S)

Bucureşti, ianuarie 1985

Revista „ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ŞI AUTOMATICA" (E.E.A.), organ al Ministerului Industriei Construcţiilor de Maşini, apare în cadrul Oficiului de informare documentară al Institutului de cercetare ştiinţifică şi inginerie tehnologică pentru electrotehnică (I.C.P.E.). Articolele propuse spre publicare şi cererile de abonamente se vor trimite la redacţia revistei, Bucureşti, Calea Victoriei, nr. 133, telefon 50.40.90. int. 475 şi 695, plata abonamentelor făcîndu-se prin mandat poştal pe adresa : I.C.P.E., Bd. Tudor Vladimirescu, nr. 45—47, Bucureşti, cont virament nr. 3016.60.501 BN, filiala sector 5. Costul unui abonament anual pentru unităţi industriale şi instituţii, ca şi pentru persoane particulare este de 120 lei ; nu se fac decît abonamente integrale. Costul unui exemplar — 10 lei.

Cititorii din străinătate care doresc să se aboneze la revista E.E.A. — ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA şi AUTOMATICA se pot adresa Întreprinderii „ILEXIM" — departamentul export-import presă — Bucureşti — Calea Griviţei nr. 64—66, P.O.B. — 2001. — Telex 01.12.26

Tiparul :
Întreprinderea „Informaţia"
Bucureşti, str. Brezoianu nr. 23—25, cd. 1195



Centrul de Cercetare Stiințifică și Inginerie Tehnologică pentru **semiconductoare**

oferă:

1986 JAN 30

- COMPONENTE ELECTRONICE SEMICONDUCTOARE DE INALTA PERFORMANTA

  . diode . tranzistoare . circuite integrate . circuite integrate hibride . dispozitive optoelectronice . dispozitive de microunde . circuite la comandă .

- TEHNOLOGII SI PROCESE DE REALIZARE A COMPONENTELOR ELECTRONICE SEMICONDUCTOARE

  . tehnologia MONOCIP de integrare tipizată a schemelor propuse de beneficiar . tehnologia de fabricație pentru diode electroluminiscente . tehnologia VMOS pentru tranzistoare de putere .

- APARATURA DE TESTARE SI CONTROL

asigură:

- ATESTAREA CALITATII COMPONENTELOR ELECTRONICE IN EXECUTIE NORMALA, CLIMATIZATA, NORMALA, PENTRU CLIMAT RECE, PENTRU CLIMATE COMBINATE SI CU FUNCTIONARE INTRE 1500 SI 2000m (ALTITUDINE)
- ATESTAREA CALITATII MATERIALELOR ULTRAPURE PENTRU MICROELECTRONICA
- ASISTENTA TEHNICA IN CERCETARE, OMOLOGARE COMPONENTE ELECTRONICE SEMICONDUCTOARE
- SERVICII ELECTRONICE

ccsit-s București Str. Erou Iancu Nicolae Nr. 32 B Sector 2 Telefon 33 30 40 Telex 11203 iprs r

E 2040

04

R 1985 DEC 10

66

Elektrotech,

REFERALVA

Electrotehnica Electronica Automatica

AUTOMATICA ŞI ELECTRONICA • BUCUREŞTI • ANUL 29 • NR. 3 • NOIEMBRIE 1985

IIRUC service

Întreprinderea pentru Întreţinerea şi Repararea Utilajelor de Calcul şi de Electronică Profesională

Bucureşti — România
Bd. Dimitrie Pompei nr. 6, sector 2
Telefon : 88.20.70
Telex : Service I.I.R.U.C. 11716 R

Intreprinderea noastră a luat fiinţă în 1968, în Bucureşti.
Acum, IIRUC oferă service tehnic pentru o gamă foarte largă de echipamente, printre care:
● comandă numerică pentru maşini-unelte ● sisteme şi minisisteme de calcul ● instrumente electronice de analiză şi măsură ● automate de dirijarea circulaţiei ● televiziune în circuit închis ● radiotelefoane ● aparatură medicală ● diverse alte echipamente
În principal, service-ul tehnic pe care îl oferim se compune din :
● întreţinerea preventivă periodică ● Intervenţii la cerere la sediul beneficiarului ● reparaţii şi recondiţionări în laboratoare proprii ● instruirea personalului de exploatare al beneficiarului.
Aceste servicii sînt oferite atît utilizatorilor, cît şi producătorilor români sau străini, în România sau pe terţe pieţe.

11 SECŢII DE PRODUCŢIE — 80 DE FILIALE

În prezent, IIRUC deţine contracte de service cu mai mult de 16 000 de beneficiari români sau străini, deservind un parc de peste 350 000 de unităţi fizice.
Mai mult decît atît, acest parc se caracterizează prin existenţa a aproximativ 1 000 de tipuri diferite de echipamente, provenind de la 60 de producători independenţi.
Pentru a răspunde acestor cerinţe, ne-am structurat activitatea pe 11 secţii de producţie coordonate prin Sediul Central din Bucuresti.

Secţii naţionale pentru service dedicat

- S 15 — Procese automatizate prin comandă numerică
  — Bd. Dimitrie Pompei nr. 6, Bucureşti/România, sectorul 2, tel. : 87.37.20
- S 20 — Sisteme şi minisisteme de calcul cu utilizare generală
  — Bd. Dimitrie Pompei nr. 6, Bucureşti/România, sectorul 2, tel. : 88.68.20

Secţii teritoriale pentru service generalizat

- **S 03 — BUCUREŞTI**
  — Bd. Dimitrie Pompei nr. 6, Bucureşti/România, sectorul 2, tel. : 88.60.65
- **S 07 — OLTENIA**
  — Cartier Rovine, bl. A, Craiova/România, tel. : 941/4.70.61
- **S 08 — BANAT**
  — Piaţa 700, Timişoara/România, tel. : 961/3.45.26
- **S 09 — TRANSILVANIA-NORD**
  — Str. Cimpeni nr. 28, Cluj-Napoca/România, tel. : 951/3.41.14
- **S 10 — TRANSILVANIA-SUD**
  — Str. Tapian nr. 34, Braşov/România, tel. : 921/3.09.37
- **S 11 — MOLDOVA**
  — Str. Republicii, Iaşi/România, tel. : 981/3.28.44, 3.33.02
- **S 12 — MUNTENIA**
  — Bd. Dimitrie Pompei nr. 6, Bucureşti/România, sectorul 2, tel. : 88.61.80
- **S 13 — DOBROGEA**
  — Str. Poporului nr. 121, Constanţa/România, tel. : 916/6.45.95, 6.47.93

ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ŞI AUTOMATICA

ANUL 29 Nr. 3 noiembrie 1985

AUTOMATICA ŞI ELECTRONICA

CZ 621.3.032.43 : 621.3.085.34

AlGaAs
HETEROSTRUCTURI
DISPOZITIVE ELECTRONICE
DISPOZITIVE OPTOELECTRONICE

Petrescu Prahova, B. I. : **Dispozitive (OPTO-) electronice în sistemul GaAs—AlAs.**

E.E.A. — **Automatica şi electronica 29**, nr. 3, noiembrie 1985, p. 75

În lucrare se face o trecere în revistă a principalelor dispozitive electronice şi optoelectronice realizate pînă în prezent din structuri epitaxiale din AlGaAs. Structurile exploatează posibila variaţie a proprietăţilor de material (bandă interzisă, indice de refracţie) cu indicele de compoziţie ceea ce a condus în ultimii ani la ingineria de benzi. Dispozitivele semiconductoare cu heterostructuri obţinute nu pot fi realizate cu homostructuri.

CZ 621.867.2

SILICIU CZ
DEFECTE
OXIGEN

Sachelarie, D. ş.a. : **Probleme actuale ale tehnologiei dispozitivelor electronice pe siliciu Czochralski.**

E.E.A. — **Automatica şi electronica 29**, nr. 3, noiembrie 1985, p. 85

Lucrarea studiază probleme legate de prezenţa defectelor cristalografice, a atomilor cu oxigen şi carbon şi a impurităţilor metalice în volumul siliciului Czochralski.

CZ 621.397.51 : 621.396.2

TRANZISTOARE DE ÎNALTĂ FRECVENŢĂ
MODELARE DE SEMNAL MIC

Dunca, T. ş.a. : **Caracterizarea tranzistoarelor de înaltă frecvenţă prin parametrii de cvadripol.**

E.E.A. — **Automatica şi electronica 29**, nr. 3, noiembrie 1985, p. 89

Lucrarea prezintă un model de semnal mic, de înaltă frecvenţă (100—1000 MHz), care înglobează efectele intrinseci şi neintrinseci ale tranzistoarelor planare şi permite analiza parametrilor de cvadripol de intrare şi transfer direct. Acest model este aplicat în evaluarea tranzistoarelor de UHF : BF 272 A şi BFY 90, fabricate la IPRS.

CZ 621.375 : 621.3.012.8

TRANZISTOARE CU AMPLIFICARE REGLABILĂ
CIRCUIT ECHIVALENT

Georgescu, S. ş.a. : **Modelarea tranzistoarelor de UHF cu amplificare reglabilă.**

E.E.A. — **Automatica şi electronica 29**, nr. 3, noiembrie 1985, p. 92

Lucrarea propune un model original şi un circuit echivalent de semnal mic, de ultra-înaltă frecvenţă, al tranzistorului planar funcţionînd în saturaţie. Sinteza circuitului echivalent este exemplificată pentru tranzistorul BF 272 A — amplificator de UHF cu cîştig reglabil — fabricat la IPRS.

CZ 658.562 : 621.004.64

OPTIMIZARE
FIABILITATE
REŢEA TELEFONICĂ

Cătuneanu, V. ş.a. : **Optimizarea numărului de joncţiuni utilizate în interconectarea centralelor unei reţele telefonice.**

E.E.A. — **Automatica şi electronica 29**, nr. 3, noiembrie 1985, p. 95

În lucrare se propune o metodă de optimizare a numărului de joncţiuni dintr-o reţea telefonică.

CZ 621.316.1 : 539.2

MICROSISTEM
CANALE INTRARE/IEŞIRE

Buzaş, G. ş.a. : **Sistem de comandă pentru agregate de confecţii.**

E.E.A. — **Automatica şi electronica 29**, nr. 3, noiembrie 1985, p. 98

Lucrarea prezintă un sistem de comandă destinat acţionării agregatelor de confecţii. Se tratează mai detaliat componentele originale ale realizării : canalele de intrare/ieşire şi unele module auxiliare care lărgesc posibilităţile sistemului. Sistemul descris poate fi exploatat în multe domenii cu modificări minime.

CZ 538.551 : 621.376

CIRCUITE IMPRIMATE
DIGITIZARE INTERACTIVĂ
STRUCTURĂ FIŞIERE

Mihai, C. : **Structuri dispersate pentru fişiere folosite în proiectarea interactivă a circuitelor imprimate.**

E.E.A. — **Automatica şi electronica 29**, nr. 3, noiembrie 1985, p. 101

Articolul prezintă structura fişierelor folosite pentru realizarea programelor de digitizare interactivă utilizate în cadrul Atelierului de proiectare circuite imprimate din Întreprinderea de calculatoare electronice — Bucureşti.

COMITETUL DE REDACŢIE

Prof. dr. doc. şt. tehn. ing. I. S. ANTONIU, membru coresp. al Academiei R. S. România ; prof. dr. ing. C. APETREI ; acad. dr. doc. şt. tehn. ing. A. AVRAMESCU ; ing. I. BĂTRÎNA ; dr. ing. C. BULUCEA ; dr. ing. V. BUNEA ; prof. dr. ing. S. CĂLIN ; prof. dr. ing. V. CĂTUNEANU ; ing. V. CEOCEONICĂ ; prof. dr. doc. şt. tehn. ing. V. CORLĂŢEANU ; prof. dr. ing. T. DORDEA ; prof. dr. ing. M. DRĂGĂNESCU ; prof. dr. ing. M. HĂNGĂNUŢ ; prof. dr. doc. şt. tehn. ing. G. HORTOPAN ; ing. I. ILIESCU ; ing. V. LEFTER ; dr. ing. A. MILLEA ; prof. dr. doc. şt. tehn. ing. C. MOCANU ; prof. dr. ing. A. NICOLAIDE ; ing. A. POPA ; prof. dr. ing. S. PUŞCAŞU ; ing. M. SÎRBU ; dr. ing. VALERIUS STANCIU, redactor resp. adjunct ; dr. ing. FLORIN TEODOR TĂNĂSESCU, redactor responsabil.

Redactor rubrică : GRETA ANDREI

Redactor principal : VIORICA ANASTASESCU

Tehnoredactor : CORNELIA CRISTESCU

СОДЕРЖАНИЕ

УДК 621.3.032.43: 621.3.085.34

AlGaAs
ГЕТЕРОСТРУКТУРЫ
ЭЛЕКТРОННЫЕ ПРИБОРЫ
ОПТОЭЛЕКТРОННЫЕ ПРИБОРЫ

Петреску Прахова, В. И.: **Электронные приборы (ОПТО) в системе GaAs—AlAs.**

Е.Е.А. — **Automatica şi electronica 29,** nr. 3, ноябрь 1985 г., стр. 75

В работе проведен обзор основных электронных и оптоэлектронных приборов, реализованных до сих пор на основе эпитаксиальных структурах AlGaAs. Структуры разрабатывают возможное изменение свойств материала (запрещенная полоса, показатель преломления) с показателем состава, приводя в последние годы к инженерному делу полос. Полупроводниковые приборы с полученными гетероструктурами не могут быть реализованы с гомоструктурами.

УДК 621.867.2

КРЕМНИЙ УДК
ДЕФЕКТЫ
КИСЛОРОД

Сакеларие, Д. и др.: **Современные вопросы технологии электронных элементов на основе Czochralski кремний.**

Е.Е.А. — **Automatica şi electronica 29,** nr. 3, ноябрь 1985 г., стр. 85

Работа изучает вопросы, связанные наличием кристаллографических дефектов, атомов кислорода и углерода и металлических примесей в объеме Czochralski кремния.

УДК 621.397.5: 621.396.2

ТРАНЗИСТОРЫ ВЫСОКОЙ ЧАСТОТЫ
МОДЕЛИРОВАНИЕ МАЛОГО СИГНАЛА

Дунка, Т. и др.: **Представление характеристик транзисторов высокой частоты четырехполюсными параметрами.**

Е.Е.А. — **Automatica şi electronica 29,** nr. 3, ноябрь 1985 г., стр. 89

Работа представляет модель малого сигнала, высокой частоты (100—1000 МГц), которая включает в себе присущие и неприсущие эффекты планарных транзисторов и разрешает проводить анализ входных четырехполосных параметров и прямого переноса. Эта модель применяется в оценке транзисторов СВЧ: BF 272A и BFY 90 — производящиеся в IPRS.

УДК 621.375: 621.3.012.8

ТРАНЗИСТОРЫ С ПОДСТРОЕЧНЫМ
УСИЛЕНИЕМ
ЭКВИВАЛЕНТНАЯ МИКРОСХЕМА

Джеорджеску, Э. и др.: **Моделирование СВЧ транзисторов с подстроечным усилением.**

Е.Е.А. — **Automatica şi electronica 29,** nr. 3, ноябрь 1985 г., стр. 92

Работа предлагает оригинальную модель и эквивалентную схему малого сигнала, сверхвысокой частоты, планарного транзистора, который работает в насыщении. Синтез эквивалентной схемы иллюстрирован примерами транзистора BF 272A-СВЧ усилитель с подстроеным усилением — производящиъся в IPRS.

УДК 658.562; 621.004.64

ОПТИМИЗАЦИЯ
НАДЕЖНОСТЬ
ТЕЛЕФОННАЯ СЕТЬ

Кэтунеану, В. и др.: **Оптимизация количества переходов, использованных в межсоединении централ телефонной сети.**

Е.Е.А. — **Automatica şi electronica 29,** nr. 3, ноябрь 1985 г., стр. 95

В работе представлен метод оптимизации количества переходов из одной телефонной сети.

УДК 621.316.1: 539.2

МИКРОСИСТЕМА
ВХОДНЫЕ/ВЫХОДНЫЕ КАНАЛЫ

Бузаш, Г. и др.: **Система управления агрегатами заготовок.**

Е.Е.А. — **Automatica şi electronica 29,** nr. 3, ноябрь 1985 г., стр. 98

Работа представляет систему управления, предназначенную для привода в действие агрегатов заготовок. Более подробно разработаны оригинальные элементы выполнения: входные/выходные каналы и некоторые вспомогательные модули, расширяя возможности системы. Описанная система можно разрабатывать в многих областях с минимальными изменениями.

УДК 538.551: 621.376

ПЕЧАТНЫЕ СХЕМЫ
ИНТЕРАКТИВНОЕ ЦИФРОВОЕ ПРЕДСТАВЛЕНИЕ
СТРУКТУРА КАРТОТЕК

Михай, К.: **Рассеянные структуры для картотек, использованные в интерактивном проектировании печатных схем.**

Е.Е.А. — **Automatica şi electronica 29,** nr. 3, ноябрь 1985 г., стр. 101

Работа представляет структуру картотек, использованных для создания программ интерактивного цифрового представления, примененных в и

INHALT

DK 621.3.032.43 :621.3.085.34

AlGaAs
HETEROSTRUKTUREN
ELEKTRONISCHE VORRICHTUNGEN

Petrescu Prahova, B. I. : **Opto-elektronische Vorrichtungen im GaAs—AlAs System.**

E.E.A.—**Automatica şi electronica 29,**Nr. 3, November 1985, S. 89

Die Arbeit gibt eine Übersicht der wichtigsten elektronischen und opto-elektronischen Vorrichtungen die bis jetzt aus AlGaAs Epitaxial-Strukturen hergestellt wurden. Die Strukturen nützen die möglichen Schwankungen der Eigenschaften des Materials (Verbotene Zone, Brechungsindex) im Verhältnis zur Zusammensetzungszahl aus, was in den letzten Jahren zur Ausarbeitung von Bandverfahren geführt hat. Die erhaltenen Halbleitervorrichtungen mit Heterostrukturen, können nicht mit Homostrukturen realisiert werden.

DK 621.867.2

SILIZIUM CZ
DEFEKTE
SAUERSTOFF

Sachelarie, D. : **Aktuelle Probleme der Technologie der auf Czochralski Silizium aufgebauten elektronischen Vorrichtungen.**

E.E.A. — **Automatica şi electronica 29,** Nr. 3, November 1985, S. 85

Die Arbeit befast sich mit Problemen die sich aus dem Vorhandensein von Kristalographischen Defekten, so wie von Sauerstoff-und Kohlenstoffatomen und von Metallverunreinigungen zungen in der Czochralski Silizium masse, ergeben.

DK 621.397.5 :621.396.2

HOCHFREQUENZTRANSISTOREN
FORMUNG VON KLEINSIGNAL

Dunca, T. : **Die Charakterisierung der Hochfrequenztransistoren durch die Vierpol parameter.**

E.E.A. — **Automatica şi electronica 29,** Nr. 3, November 1985, S. 89

Die Arbeit stellt ein Modell von kleinem Signal von hoher (100 — 1000 MHz) Frequenz vor, der die eigenen und nicht eigenen Effekte der Planar-Transistoren einschliesst, und die Analyse der Vierpolparameter fär Eintritt und Direktübetragung ermöglicht. glicht. Dieses Modell st bei der Bewertung der UHF Transistoren angewandt, uwz. bei den von IPRS hergestellten BF272A und BFY90 Transistoren.

DK 621.375 : 621.3.012.8

TRANSISTOREN MIT EINSTELLBARER VERSTÄRKUNG EQUIVALENTER STROMKREIS

Georgescu, S. : **Modellbildung für UHF Transistoren mit einstellbarer Verstärkung.**

E.E.A. — **Automatica şi electronica 29,** Nr. 3, November 1985, S. 92

Die Arbeit schlägt ein originelles Modell und einen äquivalenten Stromkreis mit für einen kleinen Ultrahochfrequenzsignal des Planar-Transistors in Sättigungsbetrieb, vor. Das Schema des äquivalenten Stromkreis mit wird für den BF272A Transistro — Ultrahochfrequenzverstärker mit einstellbarem Verstärkungsgrad, der von IPMS hergestellt wird, gegeben.

DK 658.562 : 621.004.64

OPTIMALISIERUNG
BETRIEBSSICHERHEIT
TELEPHONNETZ

Căluneanu, V. u.a : **Optimalisierung der in der Verbindung der Zentralen eines Telephonnetzes angewandten Anzahl von Anschlüssen.**

E.E.A. — **Automatica şi electronica 29,** Nr. 3, November 1985, S. 95

Die Arbeit schlägt wine Optimalisierungsmethode der Anschlussanzahl eines Telephonnetzes vor.

DK 621.314.1 : 539.2

MIKROSYSTEM
EINTRITTS-UND AUSGANGSKANÄLE

Buzaş, G. u.a. : **Steuerungssystem für Konfektionsmaschinen.**

E.E.A. — **Automatica şi electronica 29,** Nr. 3, November 1985, S. 98

Die Arbeit stellt ein Steuerungssystem für den Arbeit der Konfektionsmaschinen sätze vor. Ausführlicher werden die originellen Bauteile behandelt, u.zw : Eintritts/Austrittskanäle sowie einige Hilfs- module, die die Möglichkeiten des Systems erweitern. Das beschriebene System kann mit wenigen Anderungen auf vielen Hebieten angewandt werden.

DK 538.551 : 621.376

GEDRUCKTE SCHALTUNGEN
ZEICHNEN MIT HILFE DER REGHENMASCHINE
KARTEIGEFÜGE

Mihai, C. : **Fächerstrukturen für Karteien die in der Projektierung der gedruckte schaltungen mit Hilfe der Rechenmaschine verwendet werden.**

E.E.A. — **Automatica şi electronica 29,** Nr. 3, November 1985, S. 101

Die Arbeit befasst sich mit der Struktur der Karteien die in der Realisierung der Rechenmaschinenprogramme die im Rahmen der Entwurfwerkstatt für gedruckte schaltungen des Bukarester Betriebs für elektronische Rechenmaschinen verwendet werden.

CONTENTS

DC 621.3.032.43 : 621.3.085.34

AlGaAs
HETEROSTRUCTURES
OPTOELECTRONIC DE VICES

Petrescu Prahova, B.I.: **(OPTO) electronic devices in the GaAs-Al Assystem.**

E.E.A. — **Automatica şi electronica 29,** nr. 3, november 1985, p. 75

In the paper the author surveys the main electronic and optoelectronic devices achieved up to the present using AlGaAs epitaxial structures. The structures exploit the possible variation of the material properties (forbidden gap, refraction index) with the composition index which has led these last years to the gap engineering. The heterostructure semiconductor devices so obtained cannot be achieved with homostructures.

DC 621.857.2

CZ SILICON
DEFECTS
OXYGEN

Sachelarie, D. and others : **There are exposed present-bay problems of electronic device tehnology on Czochralski Silicon.**

E.E.A. — **Automatica şi electronica 29,** nr. 3, november 1985, p. 85

The paper studies problems concerning the presence of crystallographic defects of oxygen and carbon atoms and of metallic impurities in the Czochralski silicon bulk.

DC 621.397.51 : 621.396.2

HIGH FREQUENCY TRANZISTORS
SMALL SIGNAL MODELLING

Dunca, T. and others : **Characterization of high frequency tranzistors using, quadripole parameters.**

E.E.A. — **Automatica şi electronica 29,** nr. 3, november 1985, p. 89

The paper presents a (100—1000 MHz), high frequency, small signal model including intrinsec and extrinsec effects of planar transistors and allowing the analysis of input quadripole parameters and direct transfer. This model is applied to evaluate VHF : BF 272 A and BFY 90 transistors manufactured at IPRS.

DC 621.375 : 621.3.012.8

ADJUSTABLE AMPLIFICATION TRANSISTORS
EQUIVALENT CIRCUIT

Georgescu, S. and others : **Modelling of adjustable amplification UHF transistors.**

E.E.A. — **Automatica şi electronica 29,** nr. 3, november 1985, p. 92

The paper proposes an original model and an ultra high frequency small signal equivalent circuit of the planar transistor operating in saturation. The equivalent circuit synthesis is exemplified for the BF 272 A transistor adjustable gain UHF amplifier — manufactured at IPRS.

DC 658.562 ; 621.004.64

OPTIMIZATION
RELIABILITY
TELEPHONE SYSTEM

Cătuneanu, V. and others : **Optimization of the number of junctions used to interconnect the central offices of a a telephone system.**

E.E.A. — **Automatica şi electronica 29,** nr. 2, november 1985, p. 95

In the paper the authors propose a method to optimize the number of junctions in a telephone system.

DC 621.316.1 : 539.2

MICROSYSTEM
OUTPUT/INPUT CHANNELS

Buzaş, G. and others : **Driving system for ready-made product assemblies.**

E.E.A. — **Automatica şi electronica 29,** nr. 3, november 1985, p. 98

The paper presents a driving system meant to set in operation assemblies for ready-made products. The original components of the achievement are dwelt on in detail : the outfont/input channels and some auxiliary modules that increase the possibilities of the system. The system described can be used many domains with minimuum modifications.

DC 538.551 : 621.376

PRINTED CIRCUITS
INTERACTIVE DIGITIZATION
STRUCTURE — CARD INDEX

Mihai, C. : **Dispersed structures for card index used to interactively design printed circuits.**

E.E.A. — **Automatica şi electronica 29,** nr. 3, november 1985, p. 101

The article presents the card index structure used to achieve interactive digitization programs utilized within Printed Circuit Department in the Electronic Computer Enterprise — Bucharest.

SOMMAIRE

CZ 621.3.032.43 : 621.3.085.34

AlGaAs
HETEROSTRUCTURE
DISPOSITIFS ELECTRONIQUES
DISPOSITIFS OPTOELECTRONIQUE

Petrescu Prahova, B.I. : **Dispositifs (OPTO) électronique dans le systèème GaAs-AlAs.**

E.E.A. — **Automatica şi electronica 29,** nr. 3, novembre 1985, p. 75

Dans l'ouvrage on met en revue les principaux dispositifs électroniques et optoélectroniques réalisés jusqu'au present des structures epitaxiales de AlGaAs.

Les structures exploitent la variation possible des proprietés du materiel (bande interdite, indice de réfraction) avec l'indice de composition cela a conduit aux dernièrs années à la téchonologie de bandes. Les dispositifs semi-conducteurs avec hétérostructures obtenus ne peuvent pas être réaliser avec homostructures.

CZ 621.867.2

SILICIUM CZ
DEFAUTS
OXYGENE

Sachelarie, D. e.a. : **Les problèmes actuels de la téchnologie des dispositifs électroniques sur silicium Czochralski sont presentes.**

E.E.A. — **Automatica şi electronica 29,** nr. 3 novembre 1985, p. 85

L'ouvrage étudie les problèmes concernant la presence des defauts cristalografiques, les atomes d'oxygene et carbon et des impuretès métaliques dans le volum du silicium Czochralski.

CZ 621.397.5 : 621.396.2

TRANSISTORS DE HAUTE FREQUENCE
MODELAGE DE PETIT SIGNAL

Dunca, T. e.a. : **Caractérisation des transistors de haute fréquence par les paramètres de quadripôle.**

E.E.A. — **Automatica şi electronica 29,** nr. 3, novembre 1985, p. 89

L'ouvrage présente un model de petit signal de haute frequence (100—1000 MHz) qui inclue les effets intrinsèques et nonintrinseques des transistors planares et permet l'analyse des paramètres de quadripôle d'entrée et transfert direct. Cet model est appliqué pour l'évaluation des transistors de UHF ; EF 272A et BFY 90-fabriques à IPRS.

CZ 621.375 ; 621.3.012.8

TRANSISTOR A AMPLIFICATION RÈGLABLE
CIRCUIT ÈQUIVALENT

Georgescu, S. e.a. : **Modélage des transistors de UHF à amplification réglable.**

E.E.A. — **Automatica şi electronica 29,** nr. 3, novembre 1985, p. 92

L'ouvrage propose un model original et un circuit équivalent de petit signal, de ultra — haute fréquence du transistor planare qui fonctionne en regime de saturation.

La synthèse du circuit équivalent est exemplifiée pour le transistor BF 272 A — amplificateur de UHF avec un gain réglable fabriqué à IPRS.

CZ 658.562 ; 621.004.64

OPTIMISATION
FIABILITÈ
RÈSEAU TELEPHONIQUE

Cătuneanu, V. e.a. : **L'optimisation du nombre des jonctions utilisés à l'accordement des centrales d'une réseau téléphonique.**

E.E.A. — **Automatica şi electronica 29,** nr. 3, novembre 1985, p. 95

On propose dans l'oeuvre une méthode d'optimisation du nombre de jonctions dans un rèseau téléphoniques.

CZ 621.316.1 : 539.2

MICROSYSTEME
CANAL ENTRÈE/SORTIE

Buzaş, G. e.a. : **Système de comande pour agrègates de confections.**

E.E.A. — **Automatica şi electronica 29,** nr. 3, novembre 1985, p. 98

L'ouvrage présente un système de comande pour actionner les agrègats de confections. On traite on détail les composantes originaux de la réalisation, les canaux-entrée/sortie et autres modules auxiliaires qui èlargissent les possibilités du système. Le système decrit peut être exploiter dans plusieurs domaines avec des modifications minimes.

CZ 538.551 : 621.376

CIRCUITS IMPRIMES
DIGITALIZATION INTERACTIVE
STRUCTURE REPERTOIRES

Mihai, C. : **Structures dispersés pour répertoires employes en projection interactive des circuits imprimés.**

E.E.A. — **Automatica şi electronica 29,** nr. 3, novembre 1985, p. 101

L'article presente la structure des repertoires employés pour la réalisation des programmes de digitalisation interactive utilisés dans le cadre d'Atelier de projection des circuits imprimés dans l'Entreprise des Calculateurs électroniques — Bucarest.

ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ŞI AUTOMATICA

ORGAN AL MINISTERULUI INDUSTRIEI ELECTROTEHNICE

Automatica şi electronica nr. 3

CZ 621.3.032.43 : 621.3.085.34

AlGaAs
HETEROSTRUCTURI
DISPOZITIVE ELECTRONICE
DISPOZITIVE OPTOELECTRONICE

Dispozitive (opto-)electronice în sistemul GaAs-AlAs

I. B. PETRESCU-PRAHOVA – Bucureşti

1. Introducere

În sistemul GaAs – AlAs există soluţii solide $Al_xGa_{1-x}As$ cu indicele de compoziţie x cu toate valorile în intervalul $0 \leqslant x \leqslant 1$. Schimbînd compoziţia se obţin variaţii ale parametrilor importanţi ai materialului semiconductor: banda interzisă, structura de benzi, masele efective, energiile de ionizare ale impurităţilor, indicii de refracţie etc. Există o singură excepţie fericită: constanta de reţea a semiconductoarelor din familia AlGaAs este practic constantă şi coincide cu cea a GaAs, ceea ce permite aşezarea unui strat peste altul fără introducerea de defecte la interfeţe şi obţinerea pe substraturi de GaAs de heterostructuri complexe. Utilizînd aceste variaţii ale proprietăţilor semiconductoarelor se pot proiecta şi realiza dispozitive cu funcţiuni noi care nu se pot realiza cu homostructuri.

În figura 1 se prezintă variaţiile cu indicele de compoziţie ale benzilor interzise în sistemul $(GaAs)_{1-x}(AlAs)_x$ [1]. Pentru $x=0$ (GaAs) minimum absolut al benzii de conducţie este situat în centrul zonei Brillouin, fiind urmat de minimele L şi X situate pe direcţiile 111 şi 100 în spaţiul $\vec{k}$. Pentru $x=1$ (AlAs) minimum absolut este minimum X şi materialul este un semiconductor indirect. În intervalul $0 \leqslant x \leqslant 0{,}45$ semiconductoarele sînt semiconductoare directe.

Aceste variaţii ale benzilor energetice sînt cele care permit în primul rînd realizarea de proprietăţi şi funcţiuni noi ale structurilor semiconductoare, care dau o dimensiune în plus cîmpului cercetărilor şi un grad de libertate în plus cercetătorilor, conducînd în ultimii ani la „ingineria de benzi".

* Institutul de fizică şi tehnologia materialelor—Bucureşti.

În cele ce urmează vor fi expuse proprietăţile specifice ale structurilor semiconductoare din AlGaAs, care vor fi exemplificate în diverse aplicaţii.

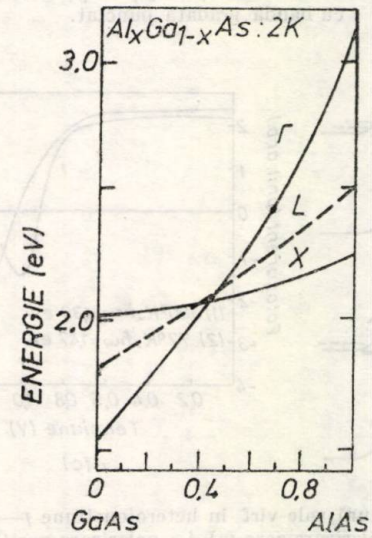


Fig. 1. Minimele benzilor de conducţie Γ(000), L (111) X (100), faţă de maximum benzii de valenţă.

2. Heterostructura simplă

Diagramele de benzi ale heterojoncţiunilor $p-n$, $n-p$, $n-n$ şi $p-p$ la care există salturi abrupte în compoziţie sînt prezentate în figura 2. Primul semiconductor din secvenţă este cel cu bandă interzisă mai îngustă. În sistemul AlGaAs discontinuităţile benzii de conducţie sînt de 6 ori mai mari decît cele ale benzii de valenţă. Discontinuităţile abrupte de energie în cîmpul joncţiunilor $p-n$ produc structura vale-vîrf care nu se formează la heterojoncţiunea cu variaţie gradată în compoziţie, desenată punctat în figura 2a.

Negată în unele lucrări [2] existenţa structurii vale-vîrf a fost pusă în evidenţă în mod clar prin fotoefectul negativ în heterojoncţiuni $p-n$ polarizate [3]. Fotopurtătorii captaţi în vale se întorc înapoi în semiconductorul

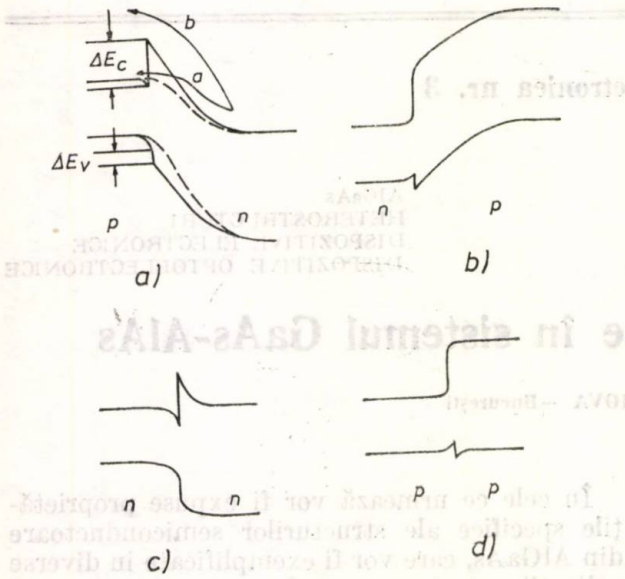


Fig. 2. Diagrame de benzi la heterojoncţiuni $p-n$, $n-p$, $n-n$ şi $p-p$ cu discontinuităţi ΔE_c şi ΔE_v; heterostructura cu bandă gradată punctat.

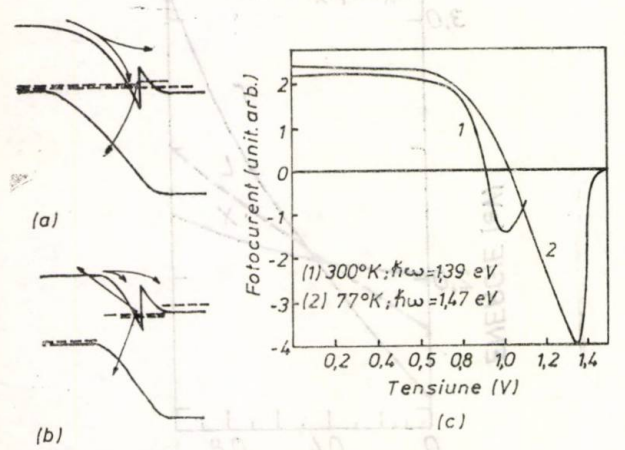


Fig. 3. Structură vale-vîrf în heterojoncţiune $p-n$ cu vale populată la polarizare zero (a). La polarizare pozitivă cvazinivelul Fermi din vale coboară (b) şi se obţine fotoefect negativ (c).

p (fig. 3b), cînd cvazinivelul Fermi în vale coboară sub nivelul Fermi pe partea n, la creşterea tensiunii de polarizare. Fotocurentul îşi schimbă în aceste condiţii sensul (fig. 3c).

La polarizarea în sens direct a heterojoncţiunilor $p-n$ gradate, bariera de potenţial către semiconductorul cu bandă interzisă mai îngustă este mai mică astfel că raportul curenţilor de electroni şi de goluri pentru heterojoncţiune se modifică faţă de cel din cazul unei homojoncţiuni prin relaţia :

$$(j_n/j_p)_{\text{hetero}} = (j_n/j_p)_{\text{homo}} \cdot \exp(\Delta E_g/\text{kT})$$

unde ΔE_g este diferenţa între benzile interzise ale semiconductoarelor n şi p. Formula este adevărată şi pentru cazul notat cu a în figura 2 a în care vîrful poate fi uşor străpuns prin tunelare. În cazul în care trecerea se face peste vîrf, notat b în figura 2 a, ΔE_g trebuie înlocuit cu ΔE_v, discontinuitatea benzii de valenţă. La valori mari ale factorului exponenţial se obţine injecţia într-un singur sens.

Injecţia într-un singur sens, cu aplicaţii la tranzistoarele bipolare, a fost propusă încă din 1951 de Shockley [4] şi reluată de Kroemer [5] pentru heterostructura gradată. Avantajul esenţial pentru funcţionarea tranzistoarelor este că se poate mări doparea şi coborî rezistenţa bazei, ceea ce permite funcţionarea la curenţi şi frecvenţe mari.

Tranzistoarele bipolare cu emitor de bandă largă de performanţă au fost realizate abia în ultimii ani. S-au obţinut tranzistoare cu frecvenţa de tăiere de 15 GHz [6]. S-au măsurat valori pentru β de 1650 la tranzistoare cu grosimea bazei de 1000 Å dopată la nivelul 10^{18} cm^{-3} şi de 500 de la tranzistoare cu grosimea bazei de 500 Å dopată la nivelul 10^{19} cm^{-3} [7], în ambele cazuri folosindu-se o heterojoncţiune emitor-bază gradată.

La tranzistoarele bipolare cu emitorul de bandă largă se poate păstra vîrful în scopul lansării în bază a electronilor cu energii şi viteze mari, pentru a scurta timpul de tranzit. Pentru aceasta, o soluţie alternativă este heterojoncţiunea $In_{0,5}Ga_{0,5}P/GaAs$ la care discontinuitatea în bandă de valenţă este de 0,29 eV iar înălţimea rampei de lansare de 0,16 eV.

Una din cele mai studiate aplicaţii din ultimii ani ale heterostructurilor simple este *tranzistorul FET cu mobilitate înaltă de electroni* obţinut prin modularea dopării. Semiconductorul de bandă îngustă este GaAs foarte pur (10^{13} — 10^{14} cm^{-3}) peste care se aşază un strat foarte subţire (~ 100 Å) de $Al_{0,3}Ga_{0,7}As$ nedopat, urmat de un strat de $Al_{0,3}Ga_{0,7}As$ de cîteva sute de Å, dopat la nivelul 10^{17}—10^{18} cm^{-3}.

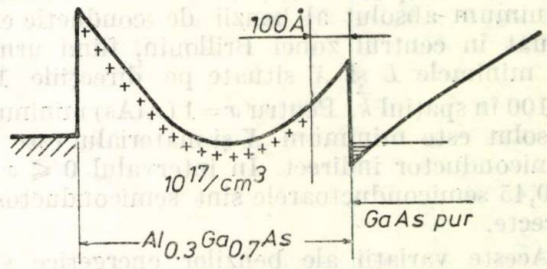


Fig. 4. Gaz electronic bidimensional în tranzistor FET cu dopare modulată.

Electronii din stratul de AlGaAs coboară şi populează valea, materialul rămînînd izolator (fig. 4). Electronii din vale se comportă ca un gaz bidimensional şi rata de împrăştiere se reduce datorită scăderii faţă de cazul tridimen-

sional a numărului de stări finale disponibile. Creşterea în mobilitate se datoreşte însă în special lipsei impurităţilor ionizate, atît în vale cît şi în regiunile înconjurătoare, ceea ce produce efecte spectaculoase mai ales la temperaturi joase unde această împrăştiere joacă de obicei rolul predominant. Se obţin în acest fel mobilităţi de 2.000.000 $cm^2/V \cdot s$ la 5°K [8] şi de 200.000 $cm^2/V \cdot s$, respectiv 9.000 $cm^2/V \cdot s$ la temperatura azotului lichid şi a camerei, unde rata de împrăştiere devine strict limitată de interacţiunea cu fononii. Dependenţa de temperatură a mobilităţii unui gaz electronic cu 2 dimensiuni, cu o densitate de electroni de $3{,}8 \times 10^{11}$ cm^{-2} şi o densitate a stărilor de suprafaţă de $7{,}8 \times 10^{10}$ cm^{-2} eV^{-1},

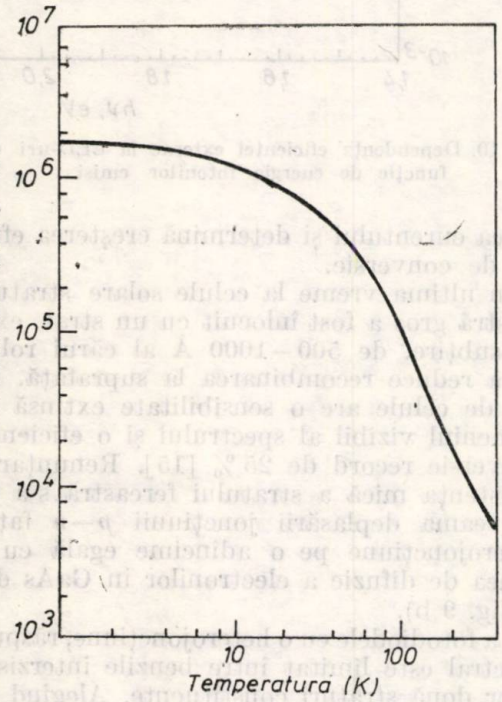


Fig. 5. Dependenţa de temperatură a mobilităţii unui gaz electronic bidimensional.

este prezentată în figura 5 [9]. Aceste mobilităţi înalte fac ca tranzistoarele FET cu heterojoncţiune să devină, numai la 77°K, un concurent serios al dispozitivelor cu efect Josephson care funcţionează la 4°K, în ceea ce priveşte viteza şi puterea redusă consumată. Din păcate mobilităţile record au fost măsurate la cîmp foarte mic. La cîmpuri de 10^3V/cm ele deja scad la jumătate.

Primele structuri simple cu modularea dopării au fost realizate în 1979 [10] iar primele tranzistoare în 1980 [11]. Se poate obţine atît funcţionarea normal ON, la grosimi mari, cît şi funcţionarea normal OFF, la grosimi mici ale stratului de AlGaAs [12].

Structura de benzi şi alcătuirea dispozitivelor pentru cele două tipuri menţionate sînt prezentate în figurile 6 şi 7. La structura normal ON (fig. 6) valea este formată la potenţial zero pe poartă şi se depopulează la aplicarea de potenţiale negative. În cazul structurilor normal OFF (fig. 7) sarcina totală a impurităţilor ionizate din stratul de AlGaAs nu este suficientă pentru a construi bariera Schottky

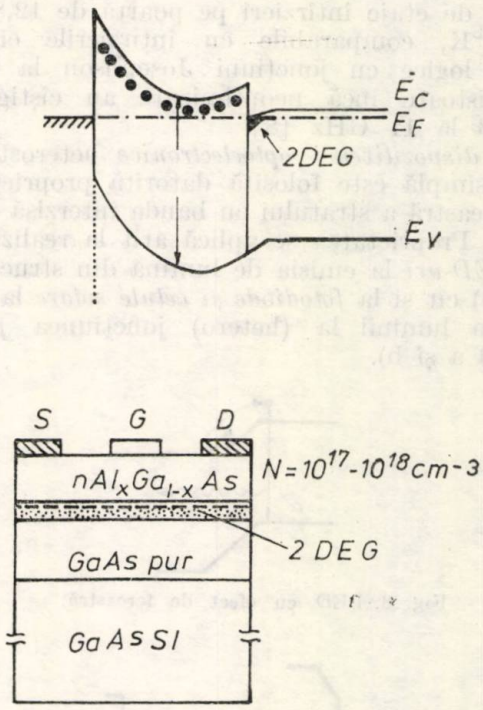


Fig. 6. Tranzistor cu mobilitate înaltă de electroni normal ON.

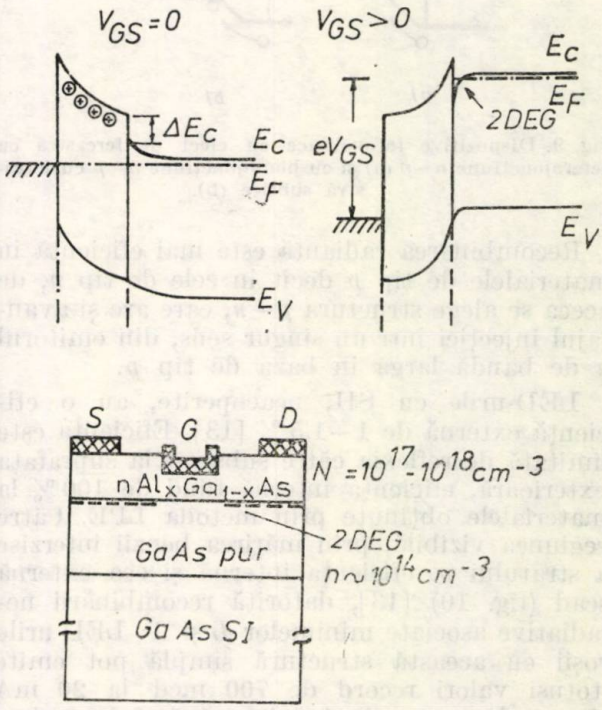


Fig. 7. Tranzistor cu mobilitate înaltă de electroni normal OFF.

cu poarta astfel că în lipsa polarizării porţii, cîmpul pătrunde şi în stratul de GaAs. La polarizarea pozitivă a porţii se formează structura de vale prin care trec electronii de mobilitate foarte mare.

Cu tranzistoare FET cu mobilitate înaltă de electroni s-au obţinut în oscilatoare în inel cu 27 de etaje întîrzieri pe poartă de 12,8 ps la 77°K, comparabile cu întîrzierile circuitelor logice cu joncţiuni Josephson la 4°K. Tranzistoare încă neoptimizate au cîştig de 11 dB la 11 GHz [8].

În dispozitivele optoelectronice heterostructura simplă este folosită datorită proprietăţii de fereastră a stratului cu banda interzisă mai largă. Proprietatea se aplică atît la realizarea de *LED-uri* la emisia de lumină din structură (fig. 8) cît şi la *fotodiode şi celule solare* la absorbţia luminii la (hetero) joncţiunea $p-n$ (fig. 9 a şi b).

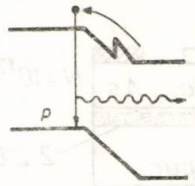


Fig. 8. LED cu efect de fereastră.

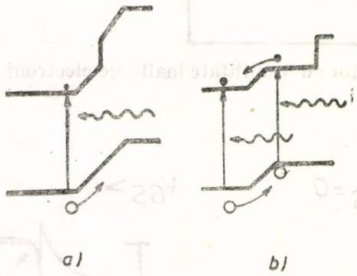


Fig. 9. Dispozitive fotovoltaice cu efect de fereastră cu heterojoncţiune $n-p$ (a) şi cu homojoncţiune $n-p$ cu fereastră subţire (b).

Recombinarea radiantă este mai eficientă în materialele de tip p decît în cele de tip n, de aceea se alege structura $p-n$, care are şi avantajul injecţiei într-un singur sens, din emitorul n de bandă largă în baza de tip p.

LED-urile cu SH, neacoperite, au o eficienţă externă de 1—1,5 % [13]. Eficienţa este limitată de reflexia către substrat la suprafaţa exterioară, eficienţa internă fiind de 100 % la materialele obţinute prin metoda LPE. Către regiunea vizibilă, prin mărirea benzii interzise a stratului p, eficienţa internă şi cea externă scad (fig. 10) [13], datorită recombinării neradiative asociate minimelor L şi X. LED-urile roşii cu această structură simplă pot emite totuşi valori record de 700 mcd la 20 mA (acoperite cu epoxi) [14] şi au căpătat denumirea de LED-uri suprastrălucitoare.

Atît la LED-uri cît şi la celule solare stratul fereastră are pînă la 10—20 μ grosime şi este dopat la nivelul $10^{18}-10^{19}$ cm^{-3}, ceea ce îi micşorează mult rezistenţa, uşurează împrăştierea curentului şi determină creşterea eficienţei de conversie.

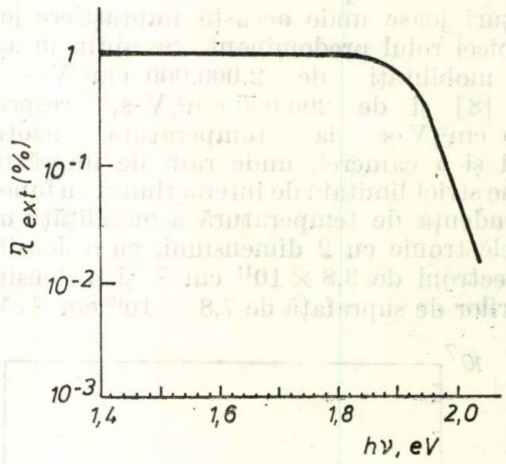


Fig. 10. Dependenţa eficienţei externe la LED-uri cu SH funcţie de energia fotonilor emişi.

În ultima vreme la celule solare stratul fereastră gros a fost înlocuit cu un strat extrem de subţire, de 500—1000 Å al cărui rol este de a reduce recombinarea la suprafaţă. Acest tip de celule are o sensibilitate extinsă către domeniul vizibil al spectrului şi o eficienţă de conversie record de 25 % [15]. Renunţarea la rezistenţa mică a stratului fereastră s-a făcut pe seama deplasării joncţiunii $p-n$ faţă de heterojoncţiune pe o adîncime egală cu lungimea de difuzie a electronilor în GaAs de tip p (fig. 9 b).

La fotodiodele cu o heterojoncţiune, răspunsul spectral este limitat între benzile interzise ale celor două straturi constituente. Alegînd compoziţiile acestor straturi se pot realiza detectoare selective pentru anumite porţiuni ale spectrului. Faptul că semiconductorul de bandă îngustă este un semiconductor direct, cu lungimea de absorbţie de ordinul micronului, aduce detectoarelor cu heterostructură şi avantajul vitezei de răspuns mari. La dopare joasă şi tensiuni inverse mari fotopurtătorii sînt creaţi în regiunea de sarcină spaţială şi separaţi imediat de cîmpul joncţiunii.

De evitat la celule solare ca o cauză posibilă de pierderi, vîrful specific heterojoncţiunilor a fost folosit pentru realizarea unei fotodiode de comutaţie [16] în sistemul InP/InGaAs. Cînd fotodiodele sînt nepolarizate, ca în figura 11 a, fotopurtătorii creaţi în semiconductorul de bandă îngustă sînt blocaţi de vîrf. La polarizarea negativă de prag care aduce vîrful la nivelul benzii de valenţă (fig. 11 b) sensibilitatea creşte brusc cu cîteva ordine de mărime (fig. 11 c).

Înaintea tranzistoarelor, a LED-urilor şi a dispozitivelor fotovoltaice, heterostructura simplă şi-a găsit o altă aplicaţie importantă, *laserii cu semiconductori cu o singură heterostructură*

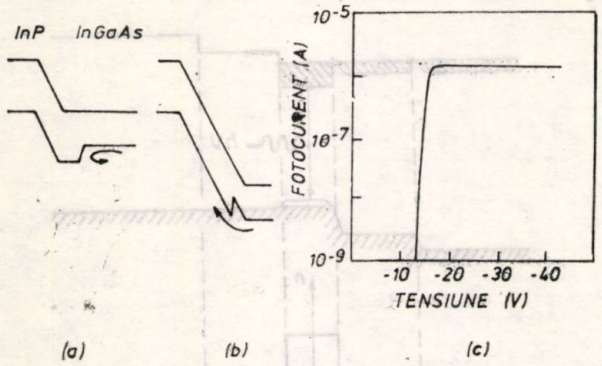


Fig. 11. Fotodiode de comutaţie. La polarizare zero fotopurtătorii sînt blocaţi (a). La polarizare negativă de prag fotopurtătorii depăşesc vîrful (b) şi sensibilitatea creşte brusc (c).

(SH) [17]. La primii laseri, cu homojoncţiune, lumina se obţine prin recombinarea radiantă de partea *p*. Datorită scăderii exponenţiale cu distanţa a concentraţiei electronilor injectaţi, condiţia de prag se obţine numai lîngă joncţiunea injectoare, pierzîndu-se o bună parte din curent. Aşezarea unei bariere de potenţial, formată de o heterostructură *p—p* la o distanţă de aproximativ 2 μ de joncţiunea *p—n*, ca în figura 12 a, limitează injecţia electronilor şi permite utilizarea lor eficientă pentru obţinerea emisiei stimulate. Pragul de curent al laserilor cu o singură heterostructură (SH) a scăzut în acest fel faţă de situaţia anterioară, de la 10^5 A/cm² la 10^4 A/cm². Din punct de vedere optic cele două joncţiuni *n—p* şi *p—p* introduc discontinuităţi în valoarea indicelui de refracţie (fig. 12 b) ceea ce asigură un efect de ghidare (asimetrică) a luminii (fig. 12 c).

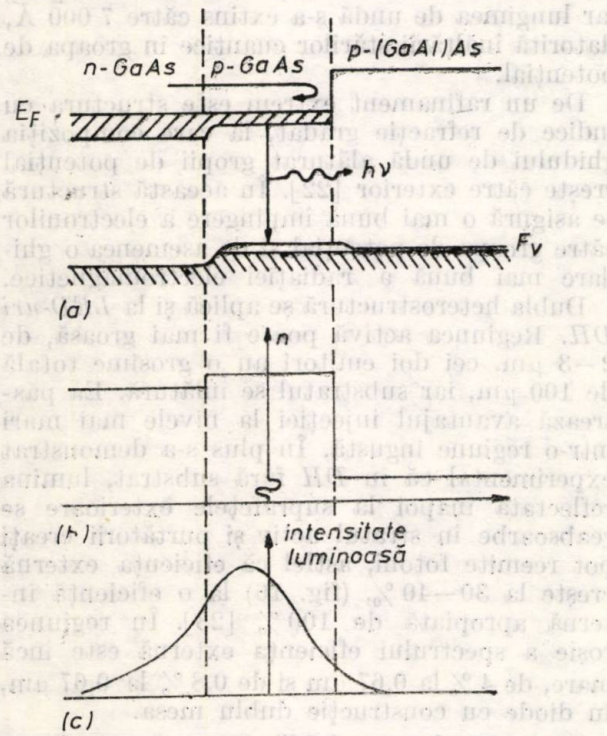


Fig. 12. Laseri SH. Heterojoncţiunea *p—p* limitează injecţia electronilor (a). Discontinuităţi ale indicelui de refracţie (b) şi distribuţia intensităţii luminoase (c).

3. Dubla heterostructură

Din cele expuse la punctul precedent, unirea proprietăţilor *SH* cu emitorul de bandă largă apare ca o idee foarte simplă pentru realizarea de proprietăţi noi la *laserul cu dublă heterostructură* (*DH*) [18]. Diagrama de benzi a acestui laser este arătată în figura 13 a. La acest tip de structură stratul de mijloc poate fi mult subţiat fără să existe pericolul injecţiei de goluri în emitorul de bandă largă de tip *n*.

Limitarea de ambele părţi a regiunii de recombinare la o lăţime a stratului activ de 0,2—0,3 μm a permis reducerea pragului de curent cu încă un ordin de mărime, de la 10^4 A/cm² la laserul *SH* la 10^3 A/cm² la laserul *DH*. La densităţile mari de curent întîlnite în laserii cu *DH* se produce un alt efect dezirabil, suprainjecţia în semiconductorul de bandă îngustă: se pot injecta purtători minoritari la concentraţii foarte ridicate, indiferent de nivelul dopării în emitorul de bandă largă. În figura 13 b se observă poziţia nivelului Fermi mai ridicat faţă de minimul benzii de conducţie în stratul activ decît în emitorul de bandă largă. Dato-

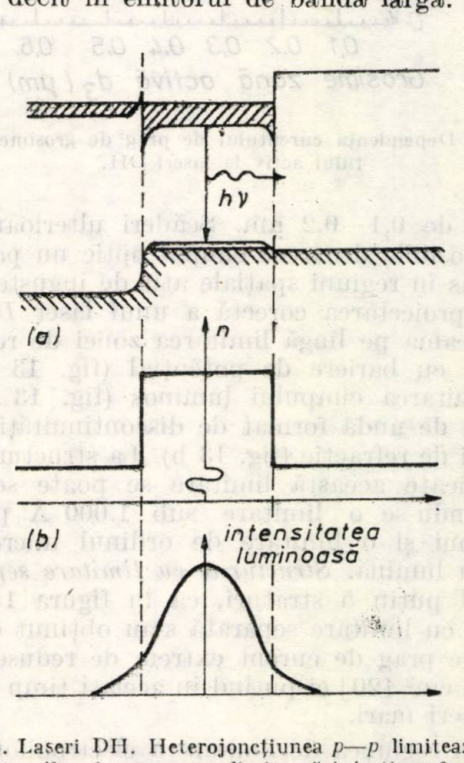


Fig. 13. Laseri DH. Heterojoncţiunea *p—p* limitează injecţia electronilor, iar cea *n—p* limitează injecţia golurilor (a). Discontinuităţi ale indicelui de refracţie (b) şi distribuţia intensităţii luminoase (c).

rită suprainjecţiei doparea în stratul activ se poate menţine la un nivel redus, pentru a evita căile de recombinare neradiativă introduse de impurităţi.

Dependenţa curentului de prag de grosimea stratului activ la laserii *DH* este prezentată în figura 14 [19]. Pragul scade odată cu scăderea acestei grosimi pînă cînd aceasta atinge

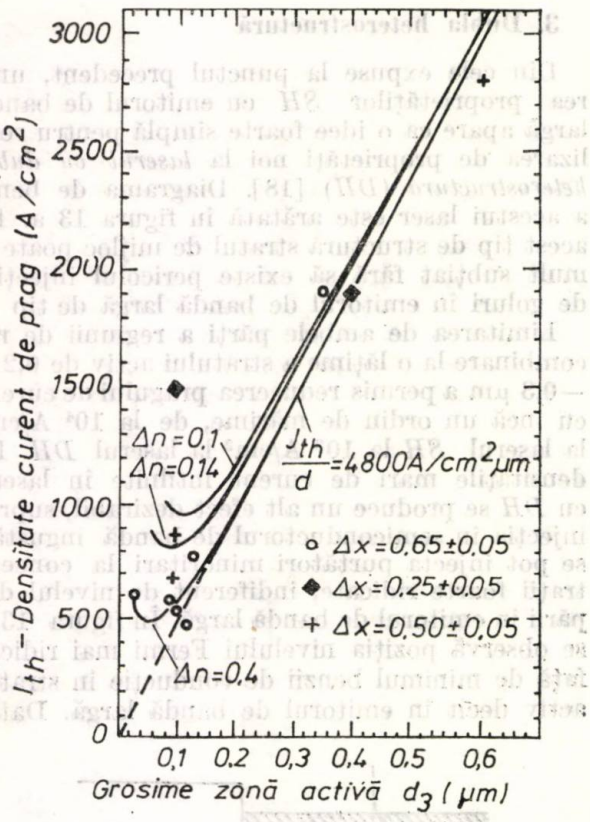


Fig. 14. Dependenţa curentului de prag de grosimea stratului activ la laseri DH.

valori de 0,1—0,2 μm. Scăderi ulterioare nu sînt posibile deoarece cîmpul optic nu poate fi restrîns în regiuni spaţiale atît de înguste.

La proiectarea corectă a unui laser *DH* se ţine seama pe lîngă limitarea zonei de recombinare cu bariere de potenţial (fig. 13 a) şi de limitarea cîmpului luminos (fig. 13 c) în ghidul de undă format de discontinuităţile indicelui de refracţie (fig. 13 b). La structuri mai complicate această limitare se poate separa, realizîndu-se o limitare sub 1.000 Å pentru electroni şi o limitare de ordinul micronilor pentru lumină. *Structurile cu limitare separată* au cel puţin 5 straturi, ca în figura 15. La laserii cu limitare separată s-au obţinut densităţi de prag de curent extrem de reduse, sub 500 A/cm² [20] ei putînd în acelaşi timp opera la puteri mari.

Cînd regiunea de limitare a electronilor este extrem de redusă, de 50—150 Å, în groapa de potenţial formată apar efecte cuantice. Atît în banda de valenţă cît şi în cea de conducţie există stări cuantificate pe una dintre dimensiuni, iar tranziţiile laser se fac între aceste stări, de obicei cele fundamentale. La acest tip de laseri s-au obţinut densităţi de prag de

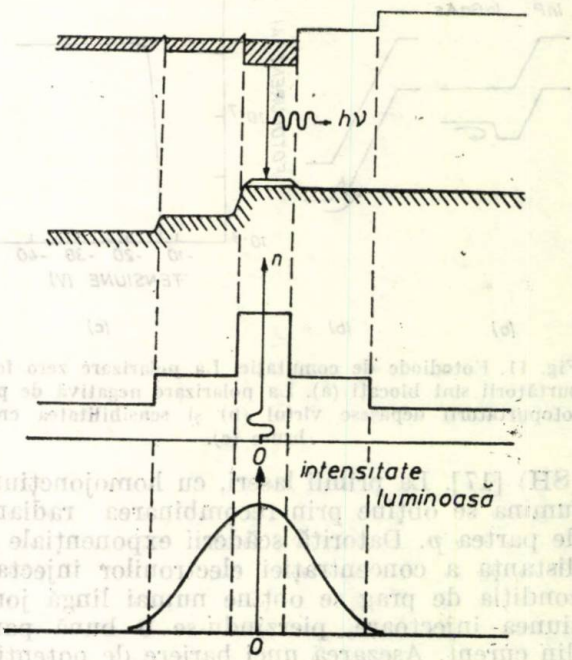


Fig. 15. Laseri cu limitare separată a electronilor şi a luminii. Diagrama de benzi (a), discontinuităţi ale indicelui de refracţie (b) şi distribuţia intensităţii luminoase (c).

curent extrem de reduse, de 200 A/cm² [21], iar lungimea de undă s-a extins către 7 000 Å, datorită înălţării stărilor cuantice în groapa de potenţial.

De un rafinament extrem este structura cu indice de refracţie gradat, la care compoziţia ghidului de undă alăturat gropii de potenţial creşte către exterior [22]. În această structură se asigură o mai bună împingere a electronilor către groapa de potenţial şi de asemenea o ghidare mai bună a radiaţiei electromagnetice.

Dubla heterostructură se aplică şi la *LED-uri DH*. Regiunea activă poate fi mai groasă, de 2—3 μm, cei doi emitori au o grosime totală de 100 μm, iar substratul se înlătură. Ea păstrează avantajul injecţiei la nivele mai mari într-o regiune îngustă. În plus s-a demonstrat experimental că în *DH* fără substrat, lumina reflectată înapoi la suprafeţele exterioare se reabsoarbe în stratul activ şi purtătorii creaţi pot reemite fotoni, astfel că eficienţa externă creşte la 30—40 %, (fig. 16) la o eficienţă internă apropiată de 100 % [23]. În regiunea roşie a spectrului eficienţa externă este încă mare, de 4 % la 0,67 μm şi de 0,8 % la 0,67 μm, în diode cu construcţie dublu mesa.

Dispozitivele cu dublă heterostructură de tip LED pot fi şi bune detectoare. Funcţionarea ca detectoare este uşurată de bariera

la joncţiunea p AlGaAs–pGaAs care întoarce la joncţiunea pn electronii generaţi de lumină în stratul de GaAs de tip p. Acest tip de detec-

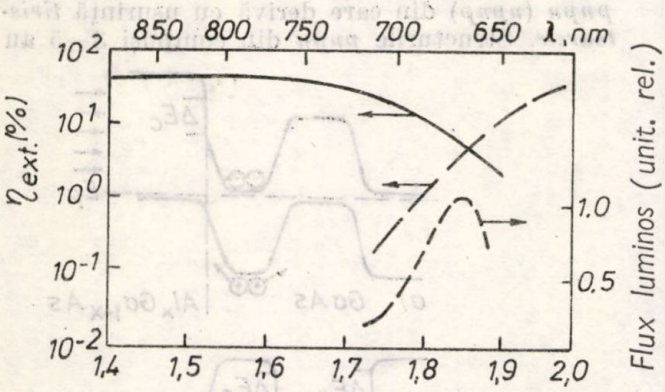


Fig. 16. Dependenţa eficienţei externe la LED-uri DH cu construcţie dublă mesa.

toare are eficienţa de colectare aproape de 100 % [24] şi condiţii de dopare impuse bazei mai uşor de îndeplinit. Ele au însă avantajul esenţial că pot funcţiona în acelaşi timp şi ca emiţătoare şi ca detectoare, creînd posibilitatea realizării unei legături duplex pe o singură fibră optică.

4. Structuri cu bandă gradată

Banda gradată se poate realiza atît în materiale de tip p (fig. 17 a) cît şi în materiale de tip n (fig. 17 b). În aceste figuri nivelul Fermi şi maximul benzii de valenţă, respectiv minimul benzii de conducţie, sînt orizontale. În-

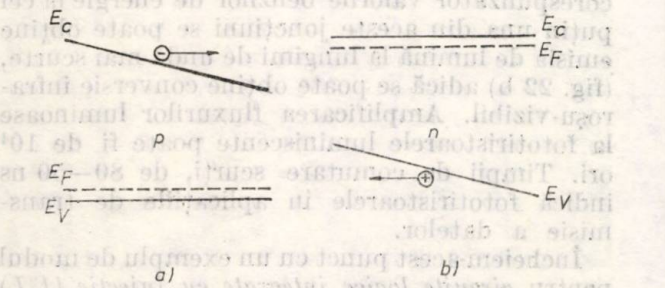


Fig. 17. Bandă gradată în materiale de tip p(a) şi n (b).

clinarea ce se obţine în banda de conducţie (respectiv în banda de valenţă) creează un cîmp cvazi electric care accelerează un singur tip de purtători, electroni, respectiv goluri. Ca urmare a acţiunii acestui cîmp, lungimea de difuzie efectivă a purtătorilor ce se deplasează în cîmp creşte:

$$L_{ef} = \left[\frac{\text{grad } E_g}{KT} \left(\sqrt{1 + \left(\frac{2KT}{L \text{ grad } E_g} \right)^2} - 1 \right) \right]^{-1}$$

unde L este lungimea de difuzie în absenţa cîmpului. Dependenţa lui L_{ef} de grad E_g, cu L ca parametru, este arătată în figura 18. Cîmpurile create sînt mult mai mari decît cele ce se pot obţine prin variaţia dopării la Si şi ele

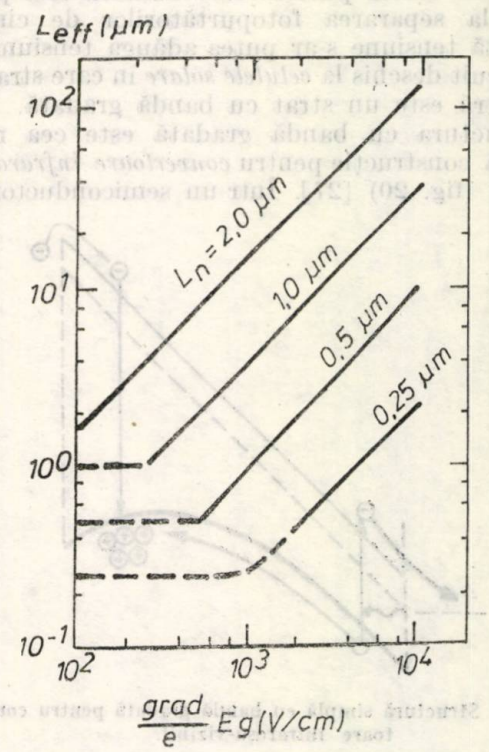


Fig. 18. Dependenţa lungimii de difuzie efective de cîmpul creat de banda gradată, cu lungimea de difuzie în absenţa cîmpului ca parametru.

pot avea o influenţă hotărîtoare în funcţionarea *tranzistoarelor cu bază gradată.*

LED-urile cu bandă gradată, dopate cu Si sînt prima aplicaţie intrată pe scară industrială a structurilor cu bandă gradată. La aceste dispozitive se exploatează mai ales avantajul fenomenelor de absorbţii succesive în regiunea de bandă mai îngustă şi reemisii ulterioare (fig. 19) care ridică eficienţa dispozitivelor neacoperite la 5–10 % [25]. În aceste dispozitive gradarea se face pe distanţe lungi, de 100 μm.

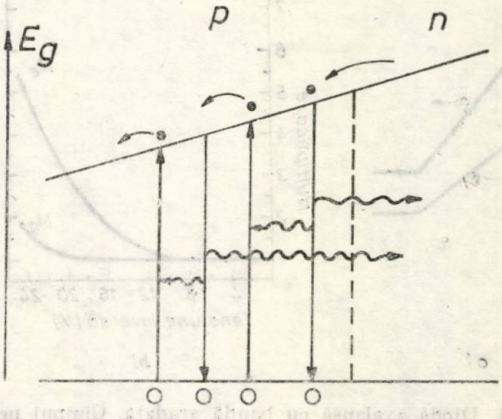


Fig. 19. Emisie, absorbţie, şi reemisie în LED-uri cu bandă gradată.

În straturi gradate subţiri, de 2—5 μm, de tip p şi ΔE_g de 0,5 eV [26] s-a observat apariţia unei tensiuni electromotoare de 0,2—0,3 V la iluminări foarte puternice. Tensiunea este produsă la separarea fotopurtătorilor de cîmp. Această tensiune s-ar putea adăuga tensiunilor de circuit deschis la *celulele solare* în care stratul fereastră este un strat cu bandă gradată.

Structura cu bandă gradată este cea mai simplă construcţie pentru *convertoare infraroşu-vizibil* (fig. 20) [27]. Într-un semiconductor n

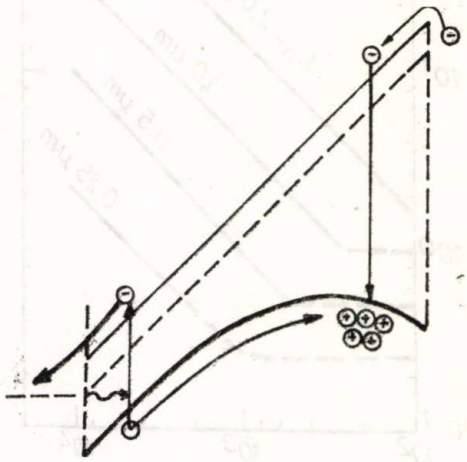


Fig. 20. Structură simplă cu bandă gradată pentru convertoare infraroşu-vizibil.

un cîmp exterior deplasează golurile create de fotoni din regiunea de bandă îngustă în regiunea de bandă largă unde la recombinare se emit fotoni de energii mai mari.

Recent a fost demonstrată funcţionarea unui alt dispozitiv, *dioda avalanşă cu bandă gradată*. [28]. Variaţii de 0,5 eV pe 0,4 μm în regiunea i a unei diode *pin* produce cîmpuri electrice sensibil diferite pentru electroni şi pentru goluri (fig. 21 a), ceea ce determină rate de ionizare pentru electroni α mult mai mari decît cele pentru goluri β (fig. 21 b). Raportul α/β supraunitar îmbunătăţeşte raportul semnal-zgomot.

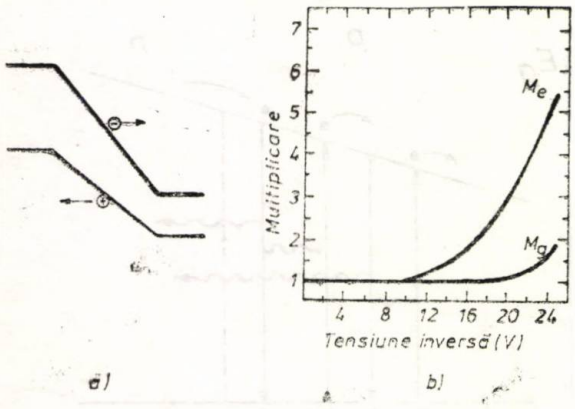


Fig. 21. Diodă avalanşă cu bandă gradată. Cîmpul pentru electroni mai mare decît cel pentru goluri (a). Rata de ionizare pentru electroni mai mare decît cea pentru goluri (b).

5. Structuri simple cu mai mult de 3 straturi

Cînd al patrulea strat se adaugă unei structuri *pnp* de tranzistor se formează o structură *pnpn* (*npnp*) din care derivă cu uşurinţă *tiristoarele*. Structurile *pnpn* din compuşi 3—5 au

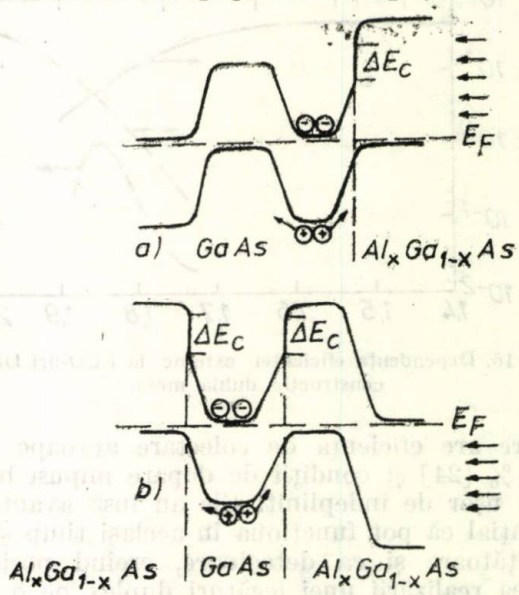


Fig. 22. Fototiristoare cu efect fereastră (a) şi cu conversie infraroşu-vizibil (b).

fost create mai ales ca fototiristoare [29] în care comanda n face cu lumina absorbită în bază şi nu cu electrod suplimentar. O primă heterostructură este necesară pentru intrarea luminii prin efect de fereastră (fig. 22 a).

În starea ON două dintre joncţiuni sînt polarizate direct şi ele pot emite lumină. Alegînd corespunzător valorile benzilor de energie la cel puţin una din aceste joncţiuni se poate obţine emisia de lumină la lungimi de undă mai scurte, (fig. 22 b) adică se poate obţine conversie infraroşu-vizibil. Amplificarea fluxurilor luminoase la fototiristoarele luminiscente poate fi de 10^4 ori. Timpii de comutare scurţi, de 80—50 ns indică fototiristoarele în aplicaţiile de transmisie a datelor.

Încheiem acest punct cu un exemplu de modul pentru *circuite logice integrate cu injecţie* (I^2L) [30]. În acest scop s-a construit un tranzistor $p\,n\,p$ cu emitor de bandă largă, $x = 0{,}3$ către $x = 0{,}15$, în figura 23 a şi un tranzistor $n - p$ metal, de asemenea cu emitor de bandă largă ($x = 0{,}15$ către $x = 0$). Tehnologia mai include 2 implantări, pentru izolare şi pentru contactul n^+ şi o difuzie pentru contactul p^+. Grosimile celor două baze sînt respectiv de 0,4 şi 0,6 μm, iar factorul de amplificare în curent pentru primul tranzistor, la care purtătorii minoritari sînt goluri de mobilitate joasă, este de 40. Avantajul dispozitivului constă în timpul de recombinare redus al purtătorilor minoritari în baze ceea ce determină o reducere în timpii de întîrziere faţă de cazul circuitelor logice analoage făcute cu Si.

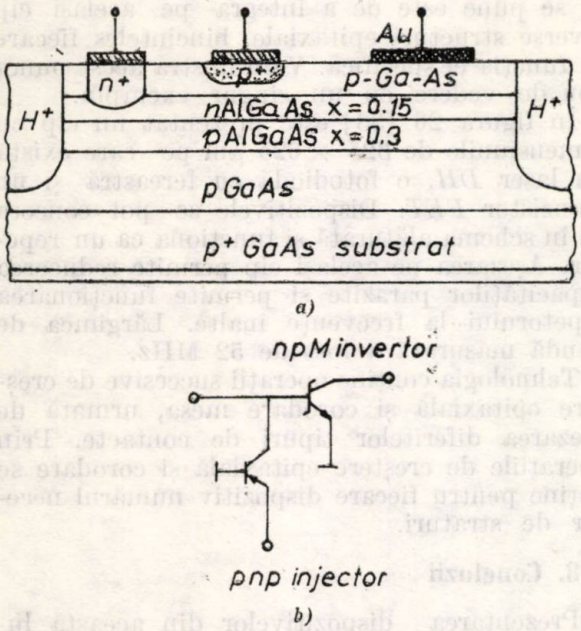


Fig. 23. Modul (I^2L) din două tranzistoare *pnp* şi *npM*; construcţie (a) şi schemă (b).

6. Structuri cu participarea electronilor Γ

Majoritatea dispozitivelor prezentate pînă acum au avut indicele de compoziţie în domeniul materialelor directe $0 \leqslant x \leqslant 0{,}45$ sau dacă

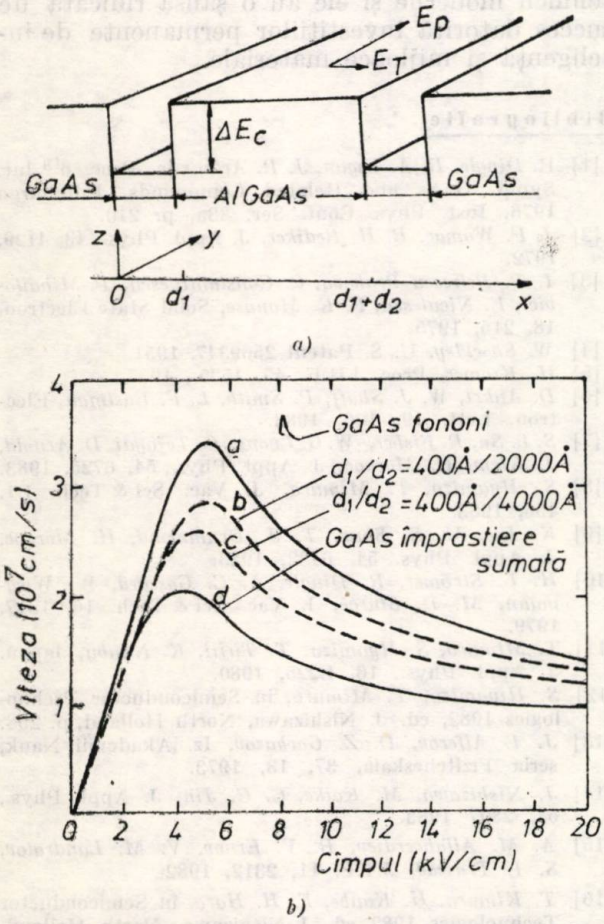


Fig. 24. Heterostructura cu transfer Γ — X în spaţiul real. diagrama de benzi (a) şi dependenţa viteză funcţie de cîmp (b).

x a fost mai mare, calitatea de semiconductor indirect era irelevantă în obţinerea proprietăţilor dorite.

S-au propus cîteva dispozitive în care interacţia între semiconductorii direcţi şi indirecţi este esenţială. În figura 24 a este prezentată heterostructura cu *transfer Γ — X în spaţiul real*. Electronii accelerati de cîmp într-un semiconductor direct, la atingerea energiilor suficient de mari trec în materialul alăturat, indirect, de mobilitatea extrem de joasă. Transferul este analog cu transferul $\Gamma - X$ în spaţiul $\vec{k}$ în dispozitive cu efect Gunn. În figura 24 b [31], curba *d* reprezintă caracteristica viteză-cîmp calculată pentru transferul în spaţiul $\vec{k}$ în care sînt luate în considerare toate mecanismele de împrăştiere, iar curba *a* reprezintă aceeaşi dependenţă dacă s-ar exclude mecanismele de împrăştiere pe impurităţi.

În structuri cu transfer în spaţiul real, prin modularea dopării, se poate micşora efectul acestui ultim mecanism de împrăştiere, ceea ce determină caracteristici viteză-cîmp intermediare între cele două situaţii calculate pentru transferul în spaţiul $\vec{k}$ (curbele b şi c).

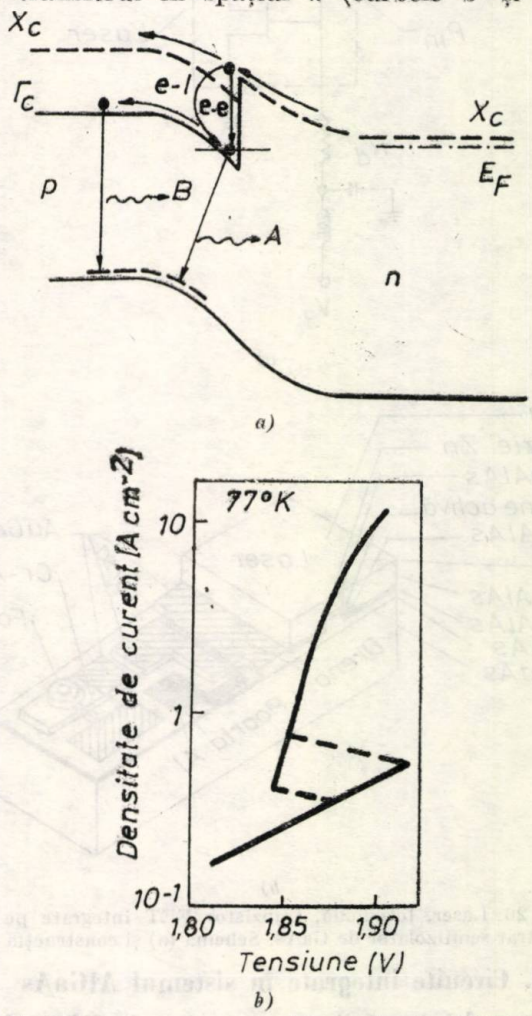


Fig. 25. Heterostructura cu două heterojoncţiuni *XX* şi ΓΓ suprapuse diagrama de benzi (a) şi caracteristica I—V cu histerezis (b).

În figura 25 a se prezintă o heterostructură în care sînt suprapuse *două heterojoncţiuni p—n X—X şi Γ—Γ* [32]. Electronii sînt injectaţi ca electroni *X*, peste o barieră de bandă largă. Cînd populaţia din vale atinge acelaşi nivel Fermi ca şi semiconductorul *n*, injecţia se face din vale, ca electroni Γ, peste o barieră de bandă îngustă. Trecerea de la o caracteristică la alta (fig. 25 b) se face printr-un mecanism de populare în avalanşă a văii determinat de trecerea de la împrăştierea Γ*X* prin fononi la împrăştierea electron-electron. Histerezisul din caracteristica I—V poate fi folosit pentru dispozitive cu memorie.

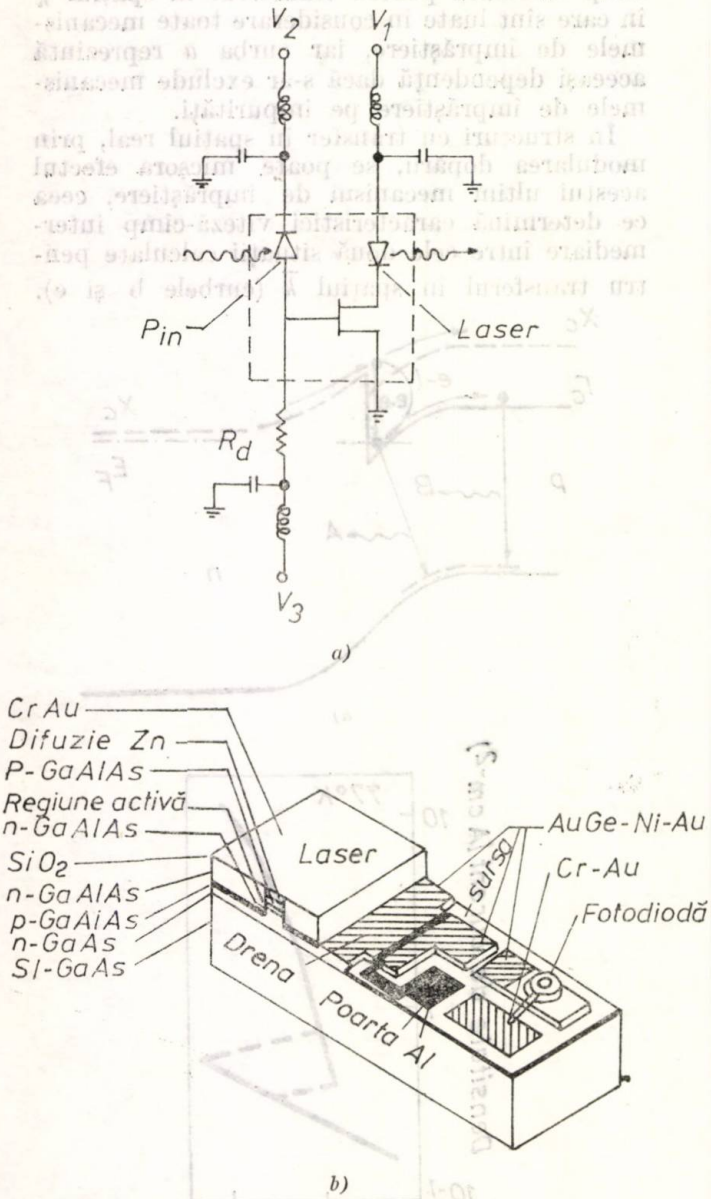


Fig. 26. Laser, fotodiodă, tranzistor FET integrate pe un substrat semiizolator de GaAs. Schema (a) şi construcţia (b).

7. Circuite integrate în sistemul AlGaAs

Sensul integrării este oarecum modificat faţă de situaţia cunoscută la Si. O problemă nouă ce se pune este de a integra pe acelaşi cip diverse structuri epitaxiale, bineînţeles fiecare cu funcţia ei specifică. Vom ilustra acest punct nou de vedere cu un singur exemplu.

În figura 26 [33] este prezentat un cip cu dimensiunile de 325 × 625 μm pe care există un laser *DH*, o fotodiodă cu fereastră şi un tranzistor *FET*. Dispozitivele se pot conecta ca în schema alăturată şi funcţiona ca un repetor. Aşezarea pe acelaşi cip permite reducerea capacităţilor parazite şi permite funcţionarea repetorului la frecvenţe înalte. Lărgimea de bandă măsurată a fost de 52 MHz.

Tehnologia conţine operaţii succesive de creştere epitaxială şi corodare mesa, urmată de aşezarea diferitelor tipuri de contacte. Prin operaţiile de creştere epitaxială şi corodare se obţine pentru fiecare dispozitiv numărul necesar de straturi.

8. Concluzii

Prezentarea dispozitivelor din această lucrare a fost succintă, multe tipuri de dispozitive deja studiate dar cu structură de complexitate ridicată fiind neglijate. Cîteva dintre ele, cele mai simple, sînt în fabricaţie curentă. Eforturile de cercetare continuă într-un ritm accelerat, care corespunde cerinţelor crescînde ale tehnicii moderne şi ele au o şansă ridicată de succes datorită investiţiilor permanente de inteligenţă şi mijloace materiale.

Bibliografie

[1] R. *Dingle, R. A. Logan, J. R. Arthur* jr., Proc. 6th Int. Symp. GaAs and Related Compounds, Edinburgh 1976, Inst. Phys. Conf. Ser. 33a, p. 210.

[2] *J. F. Womac, R. H. Rediker*, J. Appl. Phys., 43, 4129, 1972.

[3] *I. B. Petrescu-Prahova, C. Constantinescu, P. Mihailovici, E. Niculescu, F. K. Manase*, Solid State Electron. 18, 215, 1975.

[4] *W. Shockley*, U. S. Patent 2569347, 1951.

[5] *H. Kromer*, Proc. I.R.E. 45, 1535., 1957.

[6] *D. Ankri, W. J. Shaff, P. Smith, L. F. Eastman*, Electron. Lett. 19, 106, 1983.

[7] *S. L. Su, R. Fisher, W. G. Lyons, O. Tejaydi, D. Arnold, J. Klem, H. Morkoc*, J. Appl. Phys., 54, 6725, 1983.

[8] *S. Hyamizu, T. Mimura*, J. Vac. Sci & Tech. B1, 456, 1983.

[9] *K. Lee, M. S. Shur, T. J. Drummond, H. Morkoc*, J. Appl. Phys. 54, 6432, 1983.

[10] *H. L. Strömer, R. Dingle, A. C. Gossard, W. Wiegmann, M. D. Sturge*, J. Vac. Sci & Tech. 16, 1517, 1979.

[11] *T. Mimura, S. Hyamizu, T. Tujii, K. Nanbu*, Japan. J. Appl. Phys., 16, L225, 1980.

[12] *S. Hiyamizu, T. Mimura*, in Semiconductor Technologies 1982, ed. J. Nishizawa, North Holland, p. 258.

[13] *J. I. Alferov, D. Z. Garbuzov*, Iz. Akademii Nauk, seria Fizitcheskaia, 37, 13, 1973.

[14] *J. Nishizawa, M. Koike, C. C. Jin*, J. Appl. Phys., 54, 2807 1983.

[15] *A. M. Allahverdiev, B. V. Ernov, V. M. Landratov, S. I. Traşcov*, J.T.F. 11, 2312, 1982.

[16] *T. Kimura, H. Kanbe, E. H. Hara*, in Semiconductor Technologies, 1982, ed. J. Nishizawa, North Holland, p. 328.

[17] *H. Kressel, H. Nelson*, R.C.A. Rev. 30, 106, 1969.
[18] *J. I. Alferov, V. M. Andreev, E. L. Portnoi, M. K. Trukan*, F.T.P. 3, 1328, 1968.
[19] *H. Kressel, M. E. Ettemberg*, J. Appl. Phys. 47, 3533, 1976.
[20] *J. H. B. Thomson, J. D. Henshall, J.T.A. Whiteaway, P. A. Kirkby*, J. Appl. Phys. 47, 1501, 1976.
[21] *R. D. Burnham, W. Streifer, D. R. Scifres, H. Holonyak, H. Hess, M. D. Camras*, J. Appl. Phys., 54, 2618, 1983.
[22] *S. D. Hersec, B de Cremoux, J. P. Duchemin*, Appl. Phys. Lett. 44, 476, 1984.
[23] *V. M. Andreev, D. Z. Garbuzov, I. Iu.Davidiuk, B. V. Puşnii, L. T. Ciciua*, J.T.F., 8, 1970, 1979.
[24] *Ia. V. Bergman, V. I. Korolkov, L. R. Larionov, V. G. Nikitin* F.T.P., 10, 1933, 1976.
[25] *P. Mihailovici, I. B. Petrescu Prahova*, CAS-80
[26] *J. I. Alferov, V. M. Andreev, Iu. M. Zadiranov, V. I. Kordkov, N. Rakhimov, T. S. Tabarov*, Pisma J.T.F. 4, 7, 1978.
[27] *T. van Rayven, P. Williams*, Solid State Electronics 10, 1159, 1967.
[28] *F. Capasso, W. T. Tsang, A. L. Hutchinson*, P. W. Foy, 9th Int. Symp. GaAs and Related Compounds, Oiso 1981, Inst. Phys. Conf. Ser. 63, p. 473.
[29] *J. I. Alferov, F. A. Ahmedov, V. I. Kordkov, A. A. Yakovenko F.T.P.*, 8, 1741, 1974.
[30] *L. M. Su, H. Kräntle, H. Beneking*, 9th Int, Symp. on GaAs and Related Compounds, Oiso 1981, Inst. Phys. Conf. Ser. 63, p. 551.
[31] *M. A. Littlejohn, W. H. Kwapien, T. H. Glimon, J. R. Hanser* Hess, J. Vac. Sci. Technol, B1, 445, 1983.
[32] *I. B. Petrescu Prahova, P. Mihailovici, C. Noche, C. Constantinescu, W. Haecker*, I.E.E.E. Trans. Electron Devices, ED-23, 37, 1976.
[33] *N. Bar.-Chaim, K. Y. Lau, I. Ury, Ş. Yariv.*, Appl. Phys. Lett. 44, 941, 1984.

CZ 621.867.2

SILICIU CZ
DEFECTE
OXIGEN

Probleme actuale ale tehnologiei dispozitivelor electronice pe siliciu Czochralski

DAN SACHELARIE, MIHAELA STOICA, ARITINA BĂDOIU, LIANA DIACONU, MIHAI TAZLAUANU, AURELIAN DIACONU* — BUCUREŞTI

Introducere

Performanţele dispozitivelor electronice depind de puritatea, perfecţiunea şi omogenitatea monocristalului de siliciu. Stadiul actual al tehnologiei de creştere a siliciului permite obţinerea monocristalului fără dislocaţii, dar nu elimină prezenţa altor defecte de reţea. Astfel, interstiţialii, vacanţele de siliciu şi impurităţile dopante (B, P, As, Sb) sau nedopante (metale, oxigen, carbon) contribuie la formarea mai multor tipuri de microdefecte.

Generarea microdefectelor în siliciu în timpul proceselor tehnologice depinde în mare măsură de conţinutul de oxigen şi carbon din cristal. Pentru siliciu Czochralski (CZ), concentraţia atomilor de oxigen interstiţial este de aproximativ 10^{18} cm^{-3}, iar cea de carbon substituţional de circa 10^{17} cm^{-3}, aceste valori putînd varia [1] într-o gamă relativ largă. Rolul carbonului în formarea defectelor nu este elucidat [2]. În schimb, numeroasele cercetări efectuate au arătat că oxigenul controlează formarea defectelor într-o măsură substanţială. El poate juca un rol pozitiv, sau unul negativ. Astfel, oxigenul produce „fixarea" dislocaţiilor din siliciu, proces ce îmbunătăţeşte rezistenţa plachetei la îndoirea termică [3]. În acelaşi timp el generează „donorii termici" [4, 5], care produc o schimbare nedorită a rezistivităţii plachetei în timpul procesului. Precipitarea oxigenului şi formarea de defecte de împachetare la suprafaţa plachetei vor afecta negativ [6—8] performanţele electrice ale dispozitivului. Însă prezenţa oxigenului în volum poate îmbunătăţi performanţele dispozitivului datorită efectului de „gheter intrinsec" [9] care înlătură contaminanţii din regiunea activă.

Cererea pe care o ridică industria microelectronică actuală unui fabricant de siliciu este furnizarea unui cristal perfect şi omogen, cu o concentraţie controlată de oxigen, tipică unui anumit tip de tehnologie.

1. Condiţii experimentale

S-a utilizat un lingou de siliciu CZ, orientat (111), tip *p*. Din lingoul de lungime 5,7 cm şi diametru 5 cm s-au tăiat plachete normal pe direcţia de creştere, avînd grosimea de 2200 μm şi 500 μm, în modul arătat în figura 1.a. Plachetele au fost apoi polisate mecano-chimic pînă la obţinerea suprafeţei-oglindă pe ambele părţi, respectiv pe o parte. Polisarea chimică s-a efectuat în soluţie de $CH_3COOH + HNO_3 + HF$ în proporţie 4 : 5 : 1. Plachetele de 2200 μm s-au utilizat la măsurarea concentraţiei de oxigen şi carbon de-a lungul lingoului, iar cele de 500 μm pentru procesare şi determinări experimentale.

Determinarea conţinutului de oxigen şi carbon (fig. 1.b. şi 1.c.) s-a făcut prin metoda absorbţiei în infraroşu utilizînd un spectrofoto-

* Centrul de cercetare ştiinţifică şi inginerie tehnologică pentru semiconductoare — Bucureşti

metru Pye Unicam SP 1100. Concentraţia de oxigen interstiţial $[O_i]$ s-a determinat din valoarea coeficientului de absorbţie α corespunzător [10] benzii de 9 μm, după relaţia [11]:

$$[O_i] = 4{,}81 \cdot 10^{17} \cdot (\alpha - 0{,}4)\ cm^{-3}. \quad (1)$$

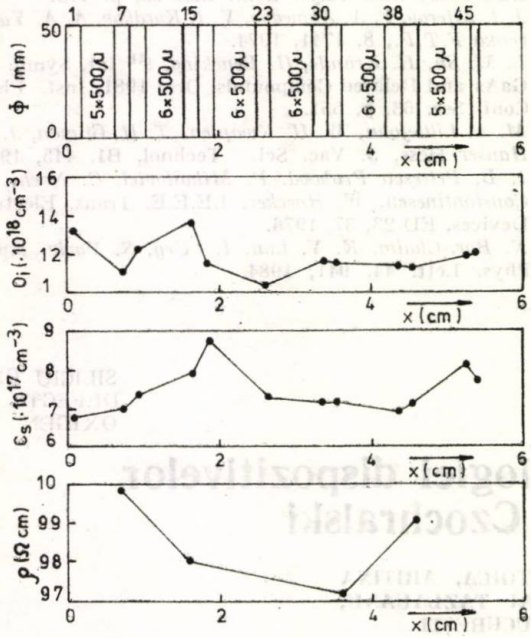


Fig. 1. Lingoul de siliciu CZ folosit în experiment: a) poziţia plachetelor în lingou; b) distribuţia axială a concentraţiei de oxigen; c) distribuţia axială a concentraţiei de carbon; d) distribuţia axială a rezistivităţii.

Concentraţia de carbon substituţional $[C_s]$ s-a determinat din [12] relaţia:

$$[C_s] = 1{,}1 \cdot 10^{17} \cdot \alpha\ cm^{-3}, \quad (2)$$

pentru valoarea lui α corespunzătoare benzii de 16,5 μm.

Pe plachetele subţiri lustruite oglindă pe o faţă, s-a măsurat rezistivitatea (fig. 1.d) cu metoda celor patru sonde. Măsurătorile s-au făcut pe două diametre perpendiculare, pe plachete alese din diferite poziţii în lingou.

Pe un lot de plachete din lingou s-au aplicat tratamente termice în două trepte. Întîi, plachetele au fost tratate termic la temperatura de 800°C în azot, timp de 3 ore. Condiţiile pentru a doua treaptă de tratament au fost alese în două variante: a) 3 ore, la 1050°C în N_2 şi b) 12 ore, la 1200°C, în N_2. În continuare pe aceste plachete s-au procesat capacitori MOS.

Oxidul de poartă al capacitorilor MOS s-a realizat printr-o oxidare uscată în atmosferă de 3 % HCl, la temperatura de 1050°C, timp de o oră. După depunerea aluminiului, plachetele au fost stabilizate la 400°C, 10 minute, în gaz de formare. Pe capacitorii MOS obţinuţi s-a măsurat timpul de generare a purtătorilor de sarcină prin metoda $C-t_{rs}$ [13], cu un sistem de măsură tip Princeton 410.

Conţinutul de impurităţi metalice încorporate în volumul plachetelor în timpul proceselor tehnologice a fost determinat prin metoda activării cu neutroni termici [14].

Analiza defectelor cristalografice s-a făcut prin topografie cu raze X, metoda Lang prin transmisie [15]. S-au utilizat radiaţiile CuKα şi MoKα, lucrînd pe plane reflexe de tip (220) şi (131). Timpul de expunere a variat între 6 şi 30 ore. Rezoluţia spaţială a topogramelor obţinute a fost de aproximativ 20 μm.

2. Defecte în siliciu CZ

2.1. *Dislocaţii*

Principala cerinţă impusă la ora actuală siliciului monocristalin este creşterea unui cristal fără dislocaţii. Sursa principală a dislocaţiilor o constituie propagarea şi multiplicarea dislocaţiilor preexistente în germene sau generate de defectele de suprafaţă a germenului [15]. Tehnologiile actuale permit creşterea unui monocristal fără dislocaţii.

Apariţia accidentală a reţelelor de dislocaţii are, în general, cauze majore cum ar fi şocurile mecanice sau termice datorate variaţiilor bruşte a condiţiilor de creştere. Acestea provoacă alunecări de-a lungul planelor de tip {111} generînd reţele de dislocaţii prin mecanismul Frank-Read.

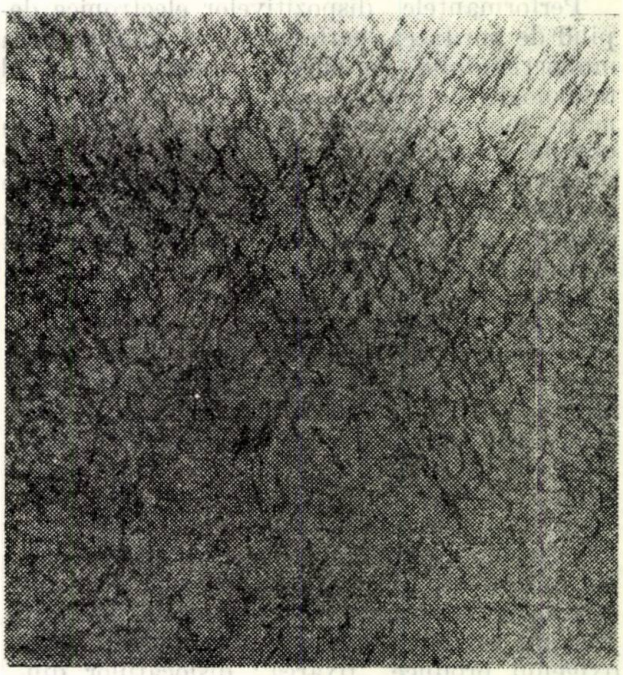


Fig. 2. Dislocaţii într-o plachetă de siliciu CZ. Topografia în raze X: radiaţie MoKα, plan reflex $(\bar{3}11)$.

Prezenţa impurităţilor, atît în siliciu cît şi în ambiant, influenţează formarea reţelelor de dislocaţii. De exemplu, hidrogenul din ambiant la concentraţii mici inhibă apariţia defectelor,

iar la concentraţii mari accelerează generarea acestora [17].

Imaginea unei reţele de dislocaţii revelată prin topografie cu raze X este prezentată în figura 2. Datorită interacţiei dintre dislocaţii acestea sînt scurte şi curbate, neprezentînd orientări preferenţiale.

2.2. Striaţii de impurităţi

Impurităţile dopante cît şi cele nedopante se pot distribui în cristal sub formă striată datorită unor variaţii locale a condiţiilor de creştere, sau pot prezenta variaţii macroscopice determinate de mecanismul de creştere.

Conţinutul de impurităţi poate varia puternic de la centru spre marginea lingoului ca urmare a mecanismului lamelar [18] de creştere, fiind determinat de forma convexă sau concavă a izotermei de solidificare.

Cînd axa de rotaţia a lingoului nu coincide cu axa termică distribuţia striată este rotaţională, iar cînd axa de rotaţie nu coincide cu direcţia de creştere distribuţia este nerotaţională.

Tensionarea reţelei în zonele cu concentraţii mai mari de impurităţi are ca efect variaţia contrastului de difracţie în topografia cu raze X. In figura 3 este dată topograma unei pla-

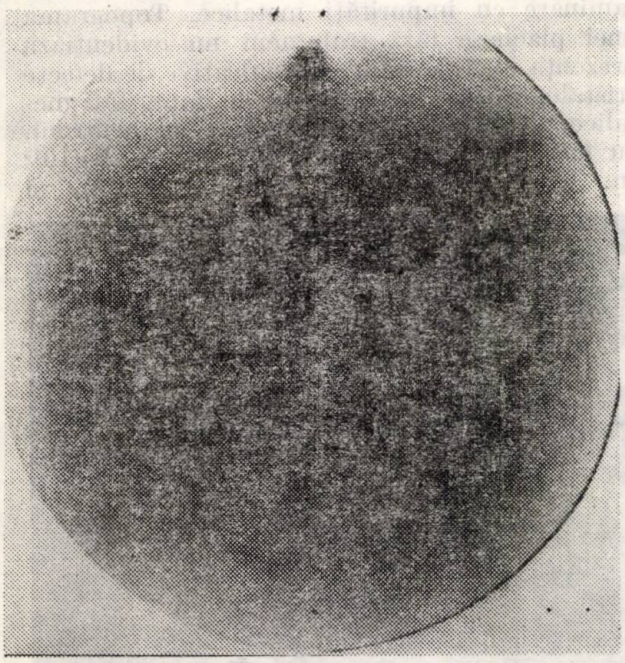


Fig. 3. Striaţii de impuritate într-o plachetă de silciu CZ. Topografie în raze X: radiaţia CuKα, Pkan reflex $(\bar{3}1\bar{1})$.

chete de tip n, cu rezistivitate 0,005 Ωcm. Se observă cele două tipuri de striaţii : rotaţionale în centrul plachetei şi nerotaţionale spre marginea ei. Absenţa dislocaţiilor în zona centrală arată că formarea lor a fost inhibată de prezenţa unei concentraţii mai mari de impurităţi ; cu alte cuvinte, izoterma de solidificare a fost convexă.

3. Oxigen şi carbon în siliciu CZ

Principalele probleme apărute în cursul proceselor tehnologice, legate de existenţa oxigenului interstiţial şi a carbonului substituţional în siliciu CZ, sînt fluctuaţiile de rezistivitate datorate apariţiei grupărilor SiO_x donoare şi generarea microdefectelor induse termic prin precipitarea oxigenului.

3.1. Donorii termici şi noii donori

Două tipuri de oxigen donor au fost raportate în literatură : donorii termici generaţi la 300—500°C şi noii donori generaţi la 600—800°C. Procesul lor de formare depinde de concentraţia de oxigen, de istoria termică a siliciului şi de concentraţia şi tipul dopantului. Ei pot fi înlăturaţi, cel puţin parţial, printr-un tratament termic la temperatură înaltă.

Donorii termici [5] apar ca urmare a formării complexelor de SiO_4. Concentraţia lor depinde de temperatură şi timpul de tratament. Temperatura optimă de formare este 450°C. La această temperatură concentraţia de donori termici creşte neliniar pînă la aproximativ 250 ore şi apoi scade. Maximul concentraţiei de donori termici se atinge prin echilibrarea concentraţiei de SiO_4 cu cea a complexelor SiO_{5-6}. Concentraţia maximă [1] ce poate fi atinsă este :

$$N_D(\max) = 3{,}1 \cdot 10^{-38} \cdot [O_i]^3. \qquad (3)$$

La temperaturi mai mari de 600°C concentraţia de donori termici descreşte rapid ca urmare a descompunerii complexelor SiO_4.

Tratamente termice în plaja 600—800°C sînt folosite atît în tehnologia creşterii siliciului monocristalin pentru distrugerea donorilor termici, cît şi în tehnologia circuitelor integrate pentru realizarea primei trepte a gheterului intrinsec. Recent, s-a observat că în această plajă de temperatură se induc „noii donori" [19]. Într-adevăr, după un timp de tratament mai mare de 10 ore s-a observat o creştere a concentraţiei de donori. S-a presupus că aceştia apar ca urmare a formării aglomerărilor de oxigen la centri de carbon. Totuşi, apar dificultăţi în explicarea formării donorilor termici şi a noilor donori, legate de lipsa de informaţii asupra configuraţiilor complexelor Si—O, O—C şi asupra comportării lor electrice.

3.2. Gheter intrinsec

Microdefectele induse termic (MD) în siliciu CZ au fost în general privite ca fiind detrimentale pentru dispozitiv. Acest lucru este adevărat atît timp cît MD se formează în aria activă a dispozitivului. Cînd MD apar numai în volumul plachetei, departe de aria activă, prezenţa

lor este benefică; complexele dislocaţie-precipitat SiO_x acţionează ca centri de gheterare şi randamentele de fabricaţie cresc în mod substanţial [9, 20, 21].

Gheterul intrinsec (IG) este eficient dacă se foloseşte tratamentul termic în două trepte [22—24]. Prima treaptă de proces reprezintă un tratament lung la temperatură joasă (600—800°C). Rolul primului tratament este de a controla densitatea şi mărimea precipitatelor de SiO_x care vor deveni centri de nucleaţie pentru defectele induse de al doilea proces. Concentraţia de oxigen precipitat depinde de temperatura şi timpul primei trepte de proces, existînd un timp optim pentru fiecare concentraţie iniţială de oxigen, peste care este realizat efectul de gheter intrinsec.Concentraţia de carbon din plachetă influenţează semnificativ concentraţia de oxigen precipitat. Se poate presupune că aglomerările de complexe C—O generează defecte de volum, dar comportarea acestor complexe nu este deocamdată cunoscută.

Treapta a doua reprezintă un tratament la temperatură înaltă (1050—1200°C). În timpul ei de la precipitatele de SiO_x se generează circuite de dislocaţii şi defecte de împachetare, dacă precipitatul este mai mare decît o mărime critică. În plus, în timpul celui de-al doilea tratament oxigenul de la suprafaţa plachetei difuzează în afară.

Rezultă astfel că, în urma dublului tratament termic de IG, la suprafaţa plachetei, într-o zonă de aproximativ 10 μm, se formează o regiune liberă de defecte, în timp ce în volum se dezvoltă o densitate mare de microdefecte care servesc la gheterarea impurităţilor metalice şi a defectelor punctuale.

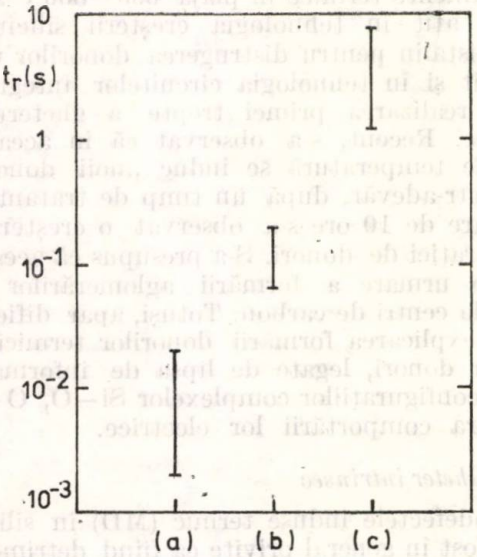


Fig. 4. Timpul de revenire a capacitorului MOS funcţie de tipul gheterului intrinsec: (a) 1050°C, 1h, O_2 + 3%HCl; (b) 800°C, 3h, N_2 + 1050°C, 3h, N_2 + (a); (c) 800°C, 3h, N_2 + 1200°C, 12h, N_2 + (a).

Principalul avantaj al IG faţă de gheterul efectuat pe spatele plachetei (BSG) este capabilitatea mai mare a centrilor de gheterare şi distanţa mai mică între aceşti centri şi aria dispozitivului; BSG cere un timp de aproximativ 10^3 ori mai mare decît IG pentru a înlătura aceiaşi contaminanţi. Din raportul între volumul plachetei care participă la IG şi volumul regiunii degradate în BSG rezultă o creştere cu 10^2 a concentraţiei impurităţilor gheterate în cazul IG.

Principalul parametru de dispozitiv care se schimbă în urma unui proces de gheterare este timpul de viaţă a purtătorilor de sarcină. Variaţia sa poate fi folosită ca o măsură a eficacităţii gheterului intrinsec.

Pentru măsurarea timpului de viaţă pe plachete s-au procesat capacitori MOS cu şi fără tratament de IG aşa cum s-a descris în capitolul 1. Concentraţia oxigenului interstiţial de-a lungul lingoului a variat în limitele $1 \div 1{,}4 \cdot 10^{18}$ cm^{-3}, iar cea a carbonului substituţional în domeniul $6{,}8 \div 8{,}8 \cdot 10^{17}$ cm^{-3} (fig. 1.b şi 1.c).

Valoarea timpului de revenire (fig. 4), la capacitorii MOS fără gheter intrinsec, se situează în domeniul 2—20 ms. Corespunzător rezultă un timp de viaţă $\tau = 4—40$ ns. O asemenea valoare indică o densitate mare de defecte cristalografice şi/sau un grad mare de contaminare cu impurităţi metalice. Topograma unei plachete fără tratament nu evidenţiază prezenţa unei densităţi semnificative de defecte cristalografice. Concentraţiile de impurităţi metalice, determinate prin activare cu neutroni, au fost următoarele: Cr(3.10^{13} cm^{-2}), Ni(10^{13} cm^{-2}), Au(10^{13} cm^{-2}), Co(2.10^{11} cm^{-2}), şi

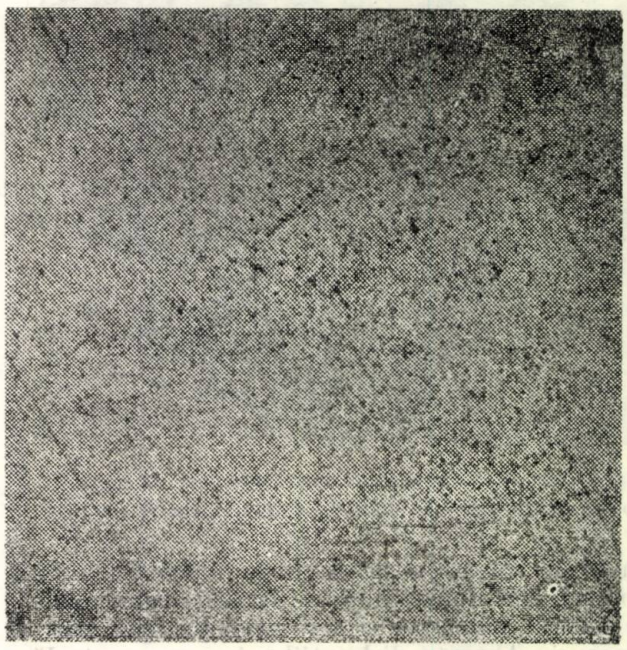


Fig. 5. Microdefecte de volum apărute după tratamentu de gheter intrinsec: 800°C, 3h, N_2 + 1200°C, 12h, N_2. Topografie în raze X: radiaţia MoKα, plan reflex $(\bar{2}20)$.

Fe(10^{10} cm^{-2}). Dintre aceste impurităţi, trei au nivele energetice [26] apropiate de mijlocul benzii interzise a siliciului: Co (E_c — 0,57eV), Au(E_C— 0,55 eV) şi Fe(E_V + 0,55eV). Rezultă că timpul de viaţă este controlat de contaminarea cu atomi de aur a regiunii de suprafaţă a plachetei.

Pe plachetele la care a doua treaptă de gheter s-a efectuat la 1050°C, τ are valori în plaja 125—400 ns. Topografia cu raze X corelează această îmbunătăţire a lui τ cu precipitarea oxigenului în volumul siliciului.

Utilizînd, ca a doua treaptă de proces, temperatura de 1200°C valoarea timpului de viaţă creşte semnificativ, τ = 2,5—15 μs. Prin topografie cu raze X (fig. 5) s-a pus în evidenţă, în acest caz, generarea unei densităţi foarte mari de microdefecte de volum, cu un dimeatru de 20—40 μm. Ele sînt defecte de împachetare dezvoltate la precipitatele de oxigen în timpul celei de-a doua trepte de tratament IG. Gheterarea impurităţilor metalice, aflate în regiunea activă a capacitorilor MOS, de către aceste microdefecte a condus la o îmbunătăţire cu trei ordine de mărime a timpului de viaţă a purtătorilor de sarcină din siliciu.

Bibliografie

[1] *A. De Kock*. Handbook on Semiconductors, vol. **3**, Amsterdam, North Holland Co., 1980.

[2] *N. Akiyama* ş. a. Appl. Phys. Lett., vol. **22**, 1973, p. 630.

[3] *L. Jastrzebski*, IEEE Tr. Electron Dev., vol. **29**, 1982, p. 475.

[4] *W. Kaiser*. Phys. Rev., vol. **105**, 1975, p. 105.

[5] *P. Capper* ş.a. *J. Appl.* Phys., vol. **48**, 1977, p. 1646.

[6] *A. Usami, K., Okura* şi *T. Maki. J. Phys. D*, vol. **10**, 1977, p. 63.

[7] *Y. Matsuoka, K. Ikula* şi *S. Nakajima. Japan. J.* Appl. Phys., vol. **17**, 1978, p. 2167.

[8] *C. Varker*. IEEE Tr. Electron Dev., vol. **27**, 1980 p. 2205.

[9] *T. Tan, E. Gardner* şi *W. Tice*, Appl. Phys. Lett., vol. **30**, 1977, p. 175.

[10] *W. Kaiser* şi *P. Keck. J. Appl.* Phys., vol. **28**, 195 7, p. 882.

[11] Annual Book of Standards, F 121, Philadelphia, 1977.

[12] Annual Book of Standards, F 123, Philadelphia, 1977.

[13] *E. Nicollian* şi *J. Brews*. MOS Physics and Technology, New York Joh Wiley & Sons, 1982.

[14] *P. Schmidt* şi *C. Pearce*. J. Electrochem. Soc., vol. **128**, 1981, p. 630.

[15] *B. Tanner*. X-Ray Diffraction Topography, New York, Pergamon Press, 1976.

[16] *W. Dash*. J. Appl. Phys., vol. **30**, 1959, p. 459.

[17] *Y. Yukimoto*. Japan. J. Appl. Phys., vol. **7**, 1968, p. 348.

[18] *S. Bradshaw* şi *J. Goorissen*. J. Crystal Growth, vol. **48**, 1980, p. 514.

[19] *A. Oshawa* ş.a. J. Appl. Phys., vol. **53**, 1982, p. 5733.

[20] *K. Yang, H. Kappert* şi *G. Schwuttke*. Phys. Stat. Sol. (a), vol. **50**, 1978, p. 221.

[21] *H. Huff* ş.a. J. Electrochem. Soc., vol. **130**, 1983, p. 1551.

[22] *K. Yamamoto* ş.a. Appl. Phys. Lett., vol. **36**, 1980, p. 195.

[23] *H. Tsuya* ş.a. J. Electrochem. Soc., vol. **129**, 1982, p. 374.

[24] *F. Shimura* şi *H. Tsuya*. J. Electrochem. Soc., vol. **129**, 1982, p. 1062.

[25] *M. Ogino* ş.a. J. Electrochem. Soc., vol. **130**, 1983, p. 1397.

[26] *A. Milnes*. Deep Impurities in Semiconductors, New York, John Wiley & Sons, 1973.

CZ 621.397.5 : 621.396.2

TRANZISTOARE DE ÎNALTĂ FRECVENŢĂ
MODELARE DE SEMNAL MIC

Caracterizarea tranzistoarelor de înaltă frecvenţă prin parametrii de cvadripol

TUDOR DUNCA, SORIN GEORGESCU, DUMITRU SDRULLA* BUCUREŞTI

Introducere

Caracterizarea tranzistoarelor prin parametrii de cvadripol este aplicată în mod obişnuit în proiectarea circuitelor cu tranzistoare. Pe de altă parte, producătorul de tranzistoare poate folosi parametrii de cvadripol pentru a evalua structura semiconductoare şi detaliile de montaj din punct şi de vedere fizic şi tehnologic. O asemenea evaluare „electrică" poate înlocui evaluarea prin metode fizice mai laborioase şi costisitoare, şi poate oferi producătorilor avantaje substanţiale în perfecţionarea şi pilotarea proceselor tehnologice de fabricaţie. Cheia de boltă a acestei metode de evaluare „electrică" o constituie modelul fizic al tranzistorului. Lucrarea de faţă prezintă un model de semnal mic, aplicabil în domeniul de frecvenţă 100 MHz-1000MHz (VHF-UHF); în continuare pe baza modelului propus, se contruiesc circuitele echivalente ale tranzistoarelor de UHF BF 272 A şi BFY 90 fabricate la IPRS-Băneasa.

Modelul de tranzistor bipolar aplicabil în domeniul VHF-UHF

Modelul clasic Giacoletto [1] este aplicabil pînă la frecvenţe de ordinul $(1/4)f_T$, unde f_T este frecvenţa de tranziţie [2]. La frecvenţă

* Întreprinderea de piese radio şi semiconductoare-Băneasa.

mai înaltă, expresia clasică a transconductanţei intrinseci

$$g_m = 1/r_e \equiv I_E/(kT/q), \quad (1)$$

nu mai este valabilă. O primă corecţie importantă rezultă din abandonarea aproximaţiei cvasistaţionare în baza neutră :

$$\frac{\partial n}{\partial t} = \frac{\partial p}{\partial t} \neq 0 .$$

Calculul [2] conduce la următoarea expresie a transconductanţei intrinseci :

$$g_m = 1/r_e(1 - j\eta\omega/\omega_T) \quad (2)$$

unde s-a introdus factorul pozitiv subunitar, dependent de curentul continuu I_E;

$$\eta(I_E) = \frac{\int_{x_E}^{x_C}\left[\int_{x_E}^{x} p(x')\,dx'\right]\frac{\partial n}{\partial V_{BE}}\,dx}{\int_{x_E}^{x_C} p(x)\,dx \int_{x_E}^{x_C} \frac{\partial n}{\partial V_{BE}}\,dx} . \quad (3)$$

În relaţia (3), x este dimensiunea frontală în tranzistorul intrinsec ; x_C este secţiunea care separă baza neutră de regiunea golită a joncţiunii colector-bază ; x_E este o secţiune arbitrar aleasă în emitorul neutru (nu joncţiunea metalurgică emitor-bază [2]). Această definire a secţiunii x_E justifică prezenţa în relaţia (2) a frecvenţei de tranziţii ω_T (şi nu a valorii reciproce a timpului de tranzit prin baza neutră [2]).

Rezultă imediat expresia cîştigului în curent.

$$h_{21e} = -\eta - j\omega_T/\omega \quad (4)$$

cu paramertii η şi ω_T dependenţi de curentul continuu I_E.

A doua corecţie adusă modelului clasic este datorită rezistenţei serie de colector, şi este importantă în tranzistoarele de UHF cu cîştig reglabil ca BF 180, BF 272 A etc.

Se demonstrează uşor că, în condiţii obişnuite, această corecţie are forma similară cu cea dată de factorul η :

$$h_{21e} \cong -\frac{\tau_B \tau_C}{(\tau_B + \tau_C)^2} - j\frac{\omega_T}{\omega} \quad (5)$$

cu

$$1/\omega_T = \tau_B + \tau_C \quad (6)$$

unde τ_B este timpul de încărcare a capacităţilor emitor-bază de tranziţie şi difuzie, şi $\tau_C = \gamma_c \cdot C_{B'C}$, este timpul de încărcare a capacităţii joncţiunii bază-colector prin rezistenţa serie de colector, r_C.

Circuitul echivalent

Considerînd corecţiile menţionate precum şi inductanţele parazite de emitor şi bază, se construieşte circuitul echivalent de semnal mic, de ultra-înaltă frecvenţă (fig. 1). Expresia complexă a transconductanţei intrinseci g_m este dată în paragraful anterior. Acest circuit este utilizabil pentru modelararea parametrilor de intrare şi transfer direct în conexiunile cu emitorul comun şi baza comună.

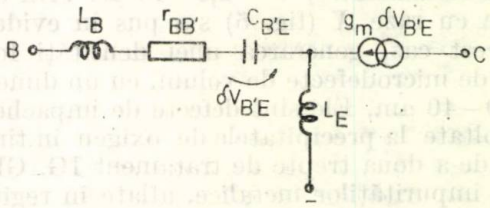


Fig. 1. Circuitul echivalent de semnal mic de ultra-înaltă frecvenţă.

Pentru orice tranzistor bipolar de UHF se poate ridica circuitul echivalent prin măsurarea (sau determinarea din alţi parametri măsuraţi) a parametrilor complecşi h_{21e} şi y_{11e}. Cîştigul complex în curent permite determinarea directă a mărimilor η şi ω_T, conform formulelor de la paragraful precedent. Admitanţa de intrare y_{11e} corespunde unui circuit serie RLC, cu elemente variabile cu curentul continuu I_E. La prima vedere, s-ar părea că singura care variază cu I_E ar fi componenta capacitivă

$$C = C_{B'E} = 1/(r_e\ \omega_T) ; \quad (7)$$

în realitate intervine factorul $(1 + h_{21e})$ aplicat inductanţei parazite de emitor L_E (fig. 1), care face ca şi componentele rezistivă şi inductivă să depindă de I_E :

$$R = r_{BB'} + \omega_T L_E, \quad (8)$$

$$L = L_B + (1 - \eta)L_E. \quad (9)$$

Exemple :

Pentru exemplificarea modelului descris mai sus s-au ridicat circuitele echivalente ale tranzitoarelor BF 272 A şi BFY 90, ambele fabricate la IPRS-Băneasa.

Tranzistorul BF 272 A este destinat amplificări în circuit acordat a semnalelor de VHF-UHF, cu cîştig reglabil. El a fost măsurat în domeniul de polarizare 0,1—3 mA, 10 V, la frecvenţe de la 100 la 1000 MHz. Parametrii de model determinaţi sînt daţi în tabelul 1, funcţie de curentul continuu I_E.

Tranzistorul BFY 90 este destinat amplificării de bandă largă, pînă la 1 GHz.

El a fost măsurat în domeniul de polarizări 0,5÷20 mA, 5 V, la frecvenţe de la 100 la

Tabelul 1

Parametrii circuitului echivalent pentru tranzistorul BF 272 A

$L_E = 3{,}5$ nH $L_B = 1$ nH $r_{BB'} = 13\Omega$

I_c (mA)	0,1	0,2	0,5	1	2	3
η	0,08	0,16	0,31	0,43	0,53	0,53
$f_T = \frac{\omega_T}{2\pi}$ (MHz)	200	350	670	950	1150	1180

Tabelul 2

Parametrii circuitului echivalent pentru tranzistorul BFY 90

$L_E = 3{,}2$ nH $L_B = 1{,}2$ nH $r_{BB'} = 19\,\Omega$

I_c (mA)	0,5	1	2	5	10	20
η	0,27	0,38	0,53	0,78	0,92	0,80
$f_T = \frac{\omega_T}{2\pi}$ (MHz)	633	1033	1400	1600	1770	1620

1000 MHz. Parametrii de model respectivi sînt listaţi în tabelul 2.

Sinteza circuitului de intrare a fost făcută pentru fiecare valoare de curent continuu I_E, astfel încît expresia teoretică a admitanţei circuitului serie RLC să dea abaterea pătratică medie optimă faţă de admitanţele y_{11e} măsurate în 10 puncte de frecvenţă de la 100 MHz la 1000 MHz. Componentele RLC astfel optimizate au fost analizate pe baza relaţiilor 7, 8, 9 de mai sus. Astfel s-a realizat o deducere a frecvenţei de tranziţie ω_T independentă de aceea rezultată din h_{21e}; de asemenea, s-au izolat parametrii fizici $r_{BB'}$, $L_{E'}$, L_B constanţi cu frecvenţa.

Discuţie

Circuitele echivalente indicate pentru tranzistoarele BF 272 A şi BFY 90 reproduc parametrii de cvadripol de intrare şi transfer direct, în conexiunile emitor comun şi bază comună, în limitele unor abateri maxime de $\pm 20\,\%$ în tot domeniul de frecvenţe şi polarizări considerat.

Modelarea tranzistoarelor de înaltă frecvenţă prezentată aici evidenţiază o serie de aspecte inedite din punct de vedere metodologic şi practic-ingineresc. În primul rînd este de menţionat introducerea corecţiei de modul şi de fază în transconductanţă (relaţia 1) în locul corecţiei clasice de fază [3]:

$$g_m = (1/r_e)\exp(-j\eta\,\omega/\omega_T). \qquad (10)$$

Pe lîngă raţiunile fizice ale expresiei (2), s-a constatat că aceasta este avantajoasă în explicarea unor fapte experimentale cum sînt:

(*i*) valorile neaşteptat de mici, descrescătoare cu frecvenţa şi cu curentul continuu I_E ale părţii reale a admitanţei y_{11b} care apar la tranzistoarele BF 272 A [4] şi BF 180 [5];

(*ii*) trecerea prin zero şi valorile pozitive ale părţii reale a admitanţei $y_{21b'}$ la curenţi I_E relativ mari şi frecvenţe din domeniul UHF (600—1000 MHz) [4, 5].

Un alt fapt notabil este influenţa semnificativă a inductanţelor parazite, care introduc rezonanţa la o frecvenţă sub 1 GHz, în circuitul de intrare (în conexiunea cu emitorul comun). Este de presupus că prezenţa inductanţelor parazite serie „maschează" caracterul distribuit al rezistenţei serie a bazei $r_{BB'}$, făcînd posibilă utilizarea circuitului echivalent cu elemente concentrate (fig. 1).

Inductanţa parazită de emitor L_E introduce o alterare aparentă a rezistenţei serie a bazei $r_{BB'}$ (relaţia 4) în circuitul de intrare (conexiunea emitor-comun). Acest fapt trebuie considerat în determinările de $r_{BB'}$, din impedanţele de intrare (emitor comun) prin metoda „cercului" [6]. În mod analog, inductanţa serie a bazei şi parametrul intrinsec $\eta(I_E)$ alterează semnificativ rezistenţa serie a bazei determinată din admitanţa de intrare (bază comună) prin metoda „anulării fazei" [6]. De exemplu rezistenţa serie de bază aparentă a tranzistoarelor BF 272 A obţinută prin metodele citate [6] este de cca. 40 Ω; valoarea consistentă cu modelul prezentat mai sus, ţinînd cont de influenţa inductanţelor parazite şi a parametrului intrinsec $\eta(I_E)$, este de cca. 13 Ω (vezi tabelul 1).

În încheiere se poate afirma că modelul relativ simplu propus în această lucrare permite o descriere adecvată a parametrilor de intrare şi transfer direct ai tranzistorului bipolar în conexiunile emitor comun şi bază-comună, într-o plajă largă de frecvenţă (100—1000 MHz) şi puncte statice de funcţionare (incluzînd punctele de polarizare obişnuite în aplicaţii). Parametrii de model au un caracter fizic nemijlocit şi prin evaluarea lor se poate realiza o evaluare directă a structurii ($r_{BB'}$, ω_T, η) şi a unor elemente de montaj (L_E, L_B).

Bibliografie

[1] *Searle, C. L.* ş.a.: Elementary Circuit Properties of Transistors, Wiley, New-York, 1964.

[2] *Mihnea, A., Gheorghe, M.*: in EEA, Automatica şi Electronica, vol. 22 (1978) p. 14.

[3] *Phillips, A. B.*: Transistor Engineering, McGraw-Hill, New-York, 1962.

[4] Catalog SGS-Ates: RF Transistors and Hybrid Circuits, 1979.

[5] Catalog MBLE: Semiconductors and Integrated Circuits, part. 3, 1974.

[6] *Sansen, W.M.C., Meyer, R.G.* În: IEEE Journal of Solid State Circuits, vol SC-7 (1972), p. 492.

CZ 621.375 : 621.3.012.8

TRANZISTOARE CU AMPLIFICARE REGLABILĂ
CIRCUIT ECHIVALENT

Modelarea tranzistoarelor de UHF cu amplificare reglabilă

SORIN GEORGESCU, DUMITRU SDRULLA, TUDOR DUNCA*, — BUCUREŞTI

Introducere

Lucrarea de faţă se referă la tranzistoarele de UHF prevăzute cu reglabilitatea amplificării prin intrarea în regiunea de saturaţie a caracteristicilor. Acest tip de reglaj („Forward AGC") se aplică în amplificatoarele de intrare din selectoarele de canale TV, şi pentru această aplicaţie au fost introduse în fabricaţie la IPRS tipurile BF 180, BF 200 (NPN) şi BF 272 A, BF 509 (PNP). Lucrarea propune analiza parametrilor de cvadripol şi în particular a caracteristicilor de reglaj al amplificării pe baza unui model original al tranzistorului planar în saturaţie.

În comparaţie cu modelele similare propuse de alţi autori [1, 2], cel prezent este în acelaşi timp mai simplu şi mai realist, fiind conceput şi orientat în mod sistematic pentru a corespunde datelor experimentale.

Modelul de UHF al tranzistorului în saturaţie

Regimul de saturaţie în tranzistoarele planare comportă o serie de aspecte particulare privind admitanţele diferenţiale [3] şi circuitul echivalent de semnal mic [1]. Fenomenul fizic determinant constă în instalarea injecţiei de purtător în colectorul epitaxial datorită deschiderii parţiale sau complete a joncţiunii colector-bază.

Vom admite că mişcarea purtătorilor are loc după direcţii perpendiculare : fie x direcţia de mişcare a electronilor (frontală în tranzistorul NPN, laterală în PNP) şi y direcţia de mişcare a golurilor (laterală în tranzistorul NPN, frontală în PNP).

Rezultă că propagarea oscilaţiilor mici de densitate de purtători în regiunea injectată este guvernată de ecuaţii unidimensionale, similare ecuaţiei căldurii :

$$2D_n \frac{\partial^2 \delta_n}{\partial x^2} = \frac{\partial \delta_n}{\partial t}, \quad 2\,D_p \frac{\partial^2 \delta_p}{\partial y^2} = \frac{\partial \delta_p}{\partial t} \qquad (1)$$

unde D_n, D_p sînt constantele de difuzie; ele sînt dublate de efectul cîmpului electric în condiţii de injecţie mare. După cum se ştie, propagarea oscilaţiilor de temperatură într-un mediu oarecare este cu atît mai puţin profundă cu cît frecvenţa este mai înaltă.

* Întreprinderea de piese radio şi semiconductoare— Băneasa.

În mod similar, la aplicarea unui semnal mic între emitor şi bază, propagarea frontală prin regiunea de injecţie extinsă în toată adîncimea stratului epitaxial (cca. 20 μm în tranzistoarele de AGC) este complet neglijabilă la frecvenţe mai mari decît 10 MHz. Pe de altă parte, analiza bazată pe ecuaţiile (1) arată că între emitor şi bază acţionează o rezistenţă echivalentă de semnal mic : $r = 2\,kT/qI_E$. Între bază şi colector apare capacitatea joncţiunii intrinseci polarizate în direct, C_S. Aşa cum se va arăta în continuare, funcţionarea tranzistoarelor în saturaţie în domeniul UHF poate fi descrisă în mod adecvat considerînd aceste elemente intrinseci şi următoarele elemente neintrinseci :

— rezistenţa serie de colector R_S, datorită substratului şi stratului epitaxial neinjectat;

— capacitatea joncţiunii colector-bază neintrinseci;

— capacităţile MOS ale pad-urilor de emitor şi bază la colector, C_{OE}, C_{OB};

— rezistenţele de „spreading" de emitor şi bază, r_E şi $r_{B'}$ în măsura în care nu sînt neglijabile în raport cu r;

— inductanţele parazite de emitor şi bază, L_E şi L_B;

— capacităţile parazite între terminale şi masa capsulei, C_p (în cazul capsulei metalice TO-72), sau capacităţile parazite între terminale (în cazul capsulelor de plastic).

În baza modelului enunţat mai sus, a fost construit circuitul echivalent din figura 1. În cele ce urmează prezentăm cîteva metode aplicate în sinteza circuitului echivalent al tranzistorului de UHF cu cîştig reglabil BF 272 A.

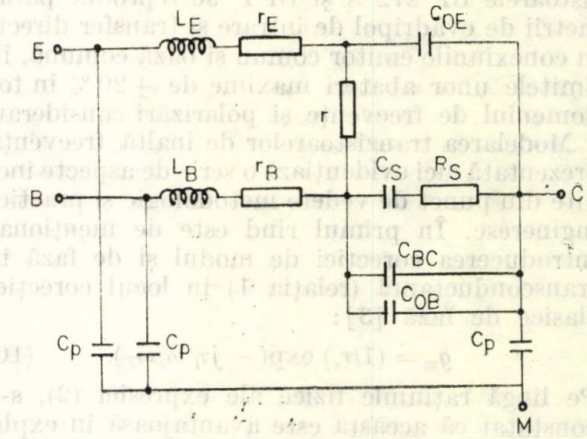


Fig. 1. Circuit echivalent al tranzistorului de UHF cu cîştig reglabil BF 272 A.

Circuitul de intrare

Pentru orice frecvenţă mai mare de 10 MHz şi mai mică decît 1 GHz, circuitul de intrare (emitor-bază) al tranzistorului saturat este în esenţă un circuit R, L serie, cu R aprox. = r aprox. = $2kT/qI_E$ şi $L = L_E + L_B$. Determinarea acestor componente se face pe baza admitanţelor de intrare: rezistenţa R rezultă din partea reală la limita frecvenţelor joase (sub 100 MHz), iar inductanţa sumă rezultă din partea imaginară la limita frecvenţelor înalte (peste 500 MHz). Astfel, pentru BF 272 A s-au obţinut $L_E + L_B$ aproximativ = 6,5 nH (la frecvenţele 500 MHz şi 800 MHz) şi valorile rezistenţei emitor bază dependente de I_E date în tabelul 1. Tranzistorul a fost polarizat la $V_{CB} = 1$V.

Tabelul 1

I_E (mA)	5	6	7	8	9	10	11	12
$r = \frac{2\,kT}{qI_E}$ (Ω)	10,3	8,6	7,4	6,5	5,75	5,2	4,7	4,3
R(Ω)	12,1	9,9	8,5	7,7	6,85	6,5	6,3	5,75
$r_E + r_B$ (Ω)	1,8	1,3	1,1	1,2	1,1	1,3	1,6	1,45

Circuitul de ieşire

Se consideră circuitul de ieşire cu intrarea în scurtcircuit, care poate fi sintetizat din admitantele de ieşire y_{22}. Acest circuit ce aduce la forma mai simplă a unui lanţ serie R_S,L_S, C_S, unde R_SşiC_S au fost definite mai sus, iar L_S este o combinaţie a inductanţelor de emitor şi bază influenţată de prezenţa rezistenţei intrinseci r. În paralel cu întregul lanţ se consideră capacitatea C_P. (În cazul capsulei metalice TO-72 conectate la masa montajului, C_P este în principal capacitatea dintre terminalul de colector şi capsulă). Pentru sinteza circuitului de ieşire a fost elaborat un program de calcul interactiv aplicat pe calculatorul HP 9825. Se introduc în memoria calculatorului admitanţele măsurate la mai multe frecvenţe (10 puncte între 200 MHz 1,1 GHz); apoi operatorul face estimări succesive ale capacităţii paralel C_P, şi pentru fiecare estimare calculatorul determină valorile optime ale elementelor serie L_S, C_S, R_S şi afişează abaterea pătratică relativă a admitanţelor de la legea circuitului serie.

Tabelul 2

I_C (mA)	C_P (pF)	C_S (pF)	L_S (nH)	R_S (Ω)	f_S (rez) MHz
9	0,873	19	1,8	195	861
15	0,954	35	3	126	488

În funcţie de aceasta, operatorul poate regla şirul de estimări şi alege estimarea optimă cu precizia dorită. Elementele circuitelor echivalente de ieşire ale tranzistorului BF 272A corespunzătoare la 2 puncte de funcţionare în saturaţie, sînt listate în tabelul 2. Tranzistorul a fost polarizat la $V_{CB} = 1$ V.

Se observă următoarele aspecte importante:

(*i*) Rezistenţa serie de colector este cu mult mai mică decît aceea care apare la tranziţia caracteristicilor statice din saturaţie în regiunea activă normală (cca. 1,2 kΩ [3]). Acest fapt confirmă injecţia de purtători care modulează rezistivitatea colectorului epitaxial. Căderea de tensiune pe regiunea injectată este neglijabilă, astfel încît rezistenţa serie de colector în saturaţie este apropiată de expresia $R_S = V_{CB}/I_C$, şi nu diferă la tranzistoare diferite în caracteristicile fizice ale stratului epitaxial, polarizate în acelaşi punct I_C, V_{CB} în saturaţie.

(*ii*) Inductanţa echivalentă L_S este consistentă cu valoarea sumei inductanţelor de emitor şi bază determinată din admitanţa de intrare.

(*iii*) Capacitatea serie dată de joncţiunea colector-bază are valori relativ mari care confirmă polarizarea în direct a acestei joncţiuni. Capacitatea serie creşte la creşterea curentului de colector, sau la scăderea tensiunii colector bază.

(*iv*) Circuitul serie are rezonanţa în domeniul UHF, la o frecvenţă f_S (rez), care scade la intrarea în saturaţie mai adîncă a tranzistorului (datorită creşterii capacităţii C_S).

(*v*) Valoarea optimă a capacităţii paralel C_P este în mod sistematic mai mare decît capacitatea terminal-capsulă de cca. 0,55 pF pentru capsula TO-72. Diferenţele respective sînt date de capacitaţile neintrinseci de structură C_{OE}, C_{OB}, C_{BC}. Acestea, fiind relativ mici (cca. 0,1 pF), nu sînt influenţate de elementele aflate în serie cu ele, şi apar practic în paralel cu ieşirea. Simplificînd şi mai mult circuitul echivalent, inductanţele şi rezistenţele de emitor şi bază se pot neglija, iar capacitatea C_S, relativ mare, se poate asimila cu un scurtcircuit. Astfel, rezistenţa R_S determină partea reală a admitanţei y_{22}, iar suma $C_{OE} + C_{OB} + C_{BC} + C_P$ determină partea imaginară a lui y_{22}. Capacitatea MOS de emitor se poate măsura ca C_{12b} la frecvenţă joasă (1 MHz) [4], iar capacitatea MOS de bază se poate estima cunoscînd C_{OE} şi raportul ariilor padurilor de emitor şi bază. Întrucît capacitatea terminal-capuslă este cunoscută ($C_p = 0{,}55$ pF) măsurarea admitanţei de ieşire permite determinarea capacităţii joncţiunii colector-bază neintrinseci, C_{BC}, din circuitul echivalent. Astfel, pentru BF 272 A s-au obţinut $C_{BC} = 0{,}15$ pF.

Parametrii de transfer şi caracteristicile de reglaj în saturaţie

Vom caracteriza reglabilitatea cîştigului tranzistoarelor prin curba de variaţie a parametru-

lui de transfer direct (S_{21b}) în raport cu curentul continuu de colector, în condiţiile aplicării tensiunii continue de colector printr-o rezistenţă serie de valoare standard (1 kΩ). La frecvenţele din domeniile UHF, curbele de reglabilitate prezintă un minim de cca. —30 dB, urmat de o creştere uşoară [5]. În domeniul de polarizări situat dincolo de minim tranzistorul prezintă proprietatea de reciprocitate: $S_{21} = S_{12}$, $y_{21} = y_{12}$ etc. Acest fapt experimental sprijină afirmaţia de mai sus că transferul activ emitor-colector este neglijabil în saturaţie. Subzistă însă transferul pasiv, în special prin capacitatea relativ mare a joncţiunii colector-bază injectată. Transferul reciproc parazit se foloseşte în sinteza circuitului echivalent din figura 1 pentru determinarea inductanţelor de emitor şi bază, cu ajutorul următoarelor relaţii:

$$r_B + j\omega L_B = -y_{12b}/y_{11}(y_{22} - j\omega C_P); \quad (2)$$

$$r + r_E + j\omega L_E = -y_{12e}/y_{11}(y_{22} - j\omega C_P). \quad (3)$$

De exemplu, pentru tranzistoare BF 272 A montate standard (EBC) în capsula TO-72 s-au obţinut inductanţele $L_B = 2{,}7$ nH, $L_E = 3{,}3$ nH. Aceleaşi tranzistoare montate BEC au dat valori intervertite $L_E = 3{,}6$ nH, $L_B = 2{,}6$ nH. Aceste valori au rezultat în mod consistent din admitanţele măsurate la 5 frecvenţe diferite, între 200 şi 1100 MHz. Este de notat observaţia experimentală că tranzistoarele montate BEC, prezintă un transfer reciproc parazit mai mare cu 4—5 dB decît tranzistoarele montate EBC. Analiza modelului din figura 1 a permis explicarea acestei diferenţe ca un efect al inegalităţii inductanţelor parazite de emitor şi bază.

Transferul direct în regiunea de tranziţie

Pentru o analiză cantitativă a transferului direct emitor-colector în tranziţia de la regiunea normală activă la cea de saturaţie, modelul prezentat mai sus nu poate fi aplicat ca atare, întrucît transferul activ emitor-colector nu este neglijabil. În regiunea normală activă, la valorile uzuale de curent continuu (2—3 mA) şi la frecvenţele din domeniul UHF (600—1000 MHz), admitanţa de transfer direct y_{21b} are componenta reală pozitivă [6]. Pe de altă parte, în saturaţie, circuitul echivalent din figura 1 prevede pentru admitanţa de transfer direct, o componentă reală negativă determinată în esenţă de rezistenţa serie de colector R_S (aşa cum am mai afirmat, capacitatea C_S este asimilabilă unui scurtcircuit la aceste frecvenţe), şi o componentă reactivă determinată de suma $C_{OE} + C_{OB} + C_{BC}$. Rezultă că în tranziţia de la regiunea normală activă la cea de saturaţie există un punct de polarizare, în care partea reală a admitanţei de transfer direct (y_{21b}) se anulează. Experimental, se constată că acest punct există efectiv în imediata apropiere a punctului de transfer direct (S_{21b}) minim. Aici, transferul direct este determinat în esenţă de relaţia:

$$y_{21b(min)} \cong j\omega\,(C_{OE} + C_{OB} + C_{BC})L_B/(L_E + L_B). \quad (4)$$

În cazul tranzistorului BF 272 A la $f = 800$ MHz şi $V_{CC} = 10$ V, transferul direct (S_{21b}) trece prin minim la $I_c = 7{,}5$ mA. La acelaşi curent are loc $R_e(y_{21b}) = 0$, şi valorile deduse mai sus pentru inductanţele şi capacităţile neintrinseci respectă relaţia (4).

Bibliografie

[1] *Beale, J.R.A.* şi *Slatter, J.A.G.* În: Solid-State Electronics vol. **11** (1968), p. 241.

[2] *De Graaff, H. C.* În Philips Research Reports, vol. **26** (1971), p. 191.

[3] *Mihnea, A., Dunca, T., Georgescu, S., Vild-Maior, A.A.* Solid-State Electronics, vol. **24** (1981), p. 133.

[4] *Oanea, A., Sdrulla, D., Mihnea, A.* În: EEA-Automatica şi Electronica, vol. **25** (1981), p. 47.

[5] Catalog MBLE: Semiconductors and Integrated Circuits, part. 3 (1974).

[6] *Dunca, T.* ş.a.: Caracterizarea tranzistoarelor de înaltă frecvenţă prin parametri de cvadripol.

CZ 658.562 ; 621.004.64

OPTIMIZARE
FIABILITATE
REŢEA TELEFONICĂ

Optimizarea numărului de joncţiuni utilizate în interconectarea centralelor unei reţele telefonice

VASILE M. CĂTUNEANU, FLORIN POPENŢIU* — BUCUREŞTI

1. Introducere

Optimizarea reţelelor telefonice este o problemă de o complexitate sporită deoarece, pe lîngă aspectele topologice specifice tuturor reţelelor de telecomunicaţii, se pune şi problema alocării optime a numărului de joncţiuni dintre centrale, luînd în considerare atît fiabilitatea acestora, cît şi traficul ce trebuie asigurat în reţea.

2. Formularea problemei

O astfel de abordare a problemei impune o redefinire a noţiunii de fiabilitate, în cazul liniilor telefonice. Centralele telefonice din reţea sînt conectate prin fascicule de căi, numite joncţiunia căror reuniune poartă denumirea de linie de comunicaţie.

Fiabilitatea unei linii de comunicaţie dintre două centrale telefonice este probabilitatea ca numărul joncţiunilor disponibile din linie, x, să fie mai mare decît limita maximă admisă a celor nedisponibile z:

$$R(x, q, n) = P[x > z] \tag{1}$$

în care: n — numărul total de joncţiuni din linie (capacitatea liniei); $n \geqslant 1$; q — probabilitatea de defectare a unei joncţiuni $0 < q < 1$.

Nonfiabilitatea unei linii reprezintă probabilitatea ca numărul joncţiunilor disponibile să fie mai mic decît z:

$$U(n, q, x) = P[x < z] \tag{2}$$

Între cele două probabilităţi definite mai sus există relaţia:

$$R(x, q, n) = 1 - U(x, q, n) \tag{3}$$

Traficul telefonic reprezintă sarcina pe care o linie telefonică trebuie să o satisfacă şi se traduce prin timpul ei de ocupare exprimat în erlangi. O joncţiune este considerată nedisponibilă dacă este defectă sau dacă este ocupată.

Pentru o linie de comunicaţie, în ipotezele că fiabilitatea joncţiunilor este ideală ($q = 0$) şi că acestea asigură transmiterea unui trafic mediu de A erlangi, probabilitatea de a avea y joncţiuni blocate din n este dată de formula lui Erlang [1]:

$$P_B(y, n) = \frac{\dfrac{A^y}{y!}}{\sum\limits_{j=0}^{n} \dfrac{A^j}{j!}}. \tag{4}$$

Renunţînd la prima ipoteză simplificatoare, enunţată mai sus şi presupunînd în continuare că „i" joncţiuni se defectează ($q > 0$), se obţine probabilitatea de a avea $z = y + i$, joncţiuni blocate din n:

$$P_B(z, q, n) = \sum_{i=0}^{z} C_n^i q^i (1-q)^{n-i} \frac{\dfrac{A^{z-i}}{(z-i)!}}{\sum\limits_{j=0}^{n-i} \dfrac{A^j}{j!}}. \tag{5}$$

Observînd că numărul joncţiunilor nedisponibile din linie este de fapt:

$$z = n - x$$

relaţia (5) devine:

$$P_B(n-x, q, n) = \sum_{i=0}^{n-x} C_n^i q^i (1-q)^{n-i} \frac{\dfrac{A^{n-x-i}}{(n-x-i)!}}{\sum\limits_{j=0}^{n-i} \dfrac{A^j}{j!}}, \tag{6}$$

iar probabilitatea ca numărul de joncţiuni nedisponibile să nu fie mai mare decît x este dată de relaţia:

$$U(x, q, n) = \sum_{k=0}^{x} \sum_{i=0}^{n-x} C_n^i q^i (1-q)^{n-i} \frac{\dfrac{A^{n-k-i}}{(n-k-i)!}}{\sum\limits_{j=0}^{n-i} \dfrac{A^j}{j!}}. \tag{7}$$

Funcţia de fiabilitate a unei linii şi costurile aferente acesteia se determină în următoarele ipoteze:

a) Numărul mediu de joncţiuni defecte din linie este mult mai mic decît unitatea. Această

* Institutul politehnic — Bucureşti

ipoteză corespunde realităţii, deoarece probabilitatea de a întrerupe o joncţiune este foarte mică.

$$nq \ll 1 \quad (8)$$

b) Numărul necesar de joncţiuni disponibile, adunat la numărul mediu de joncţiuni ocupate trebuie să fie mai mic decît capacitatea liniei.

$$x + A < n \quad (9)$$

c) Costul unei joncţiuni (rel. 10) dintre două centrale telefonice este funcţie, pe de o parte de nivelul ei de fiabilitate (rel. 11) şi, pe de altă parte, de o constantă C_0, ce reprezintă costul circuitelor de interconectare în centrală:

$$C(q) = C_0 + f_c(q) \quad (10)$$

$$f_c(q) = -d^\circ \ln q \quad (11)$$

în care d° reprezintă constante specifice dependente de lungimea joncţiunii.

Se poate afirma că nu există o expresie generală care să exprime costul unei linii funcţie de probabilitatea ei de defectare, deoarece aceasta depinde de o diversitate de factori ce ţin de natura soluţiei tehnice adoptate. Modelul propus pentru liniile telefonice [2], poate fi argumentat astfel: creşterea fiabilităţii unei linii telefonice definită prin relaţia 3 se realizează prin mărirea fasciculului de joncţiuni; acest fapt determină o creştere a costului liniei, creştere ce este egală cu costul joncţiunilor adăugate care realizează incrementarea de fiabilitate necesară. Astfel, deoarece noul cost este suma costurilor, iar noua probabilitate de defectare q a fasciculului adăugat, este produsul probabilităţilor fiecărei joncţiuni din fascicul, se ajunge la dependenţa logaritmică exprimată prin relaţia 13.

Problema pe care o propunem este determinarea perechii (n_k^*, q_k^*) care maximizează în limitele resurselor disponibile fiabilitatea unei linii de interconectare a două centrale telefonice dintr-o reţea dată:

$$\begin{cases} \max R_k(n_k, q_k) = R_k(n_k^*, q_k^*) & (12) \\ C_k(n_k^*, q_k^*) = n_k^*(C_{o_k} - d_k^\circ \ln q_k^*) \leqslant C & (13) \end{cases}$$

în care sînt date:

A_k — traficul estimat prin linia k,

C_{o_k}, d_k° — constantele de cost specifice fiecărei joncţiuni din linie,

z_k — numărul maxim acceptat de joncţiuni nedisponibile,

$q_k \max \leqslant q_k \leqslant q_k \min$ — domeniul admisibil de variaţie a fiabilităţii unei joncţiuni; acesta este determinat de posibilităţile de realizare tehnologică,

C — resursa de cost disponibilă.

Fiabilitatea unei linii se calculează uşor utilizînd relaţiile 3 şi 7.

3. Programul TELEFONIE

Soluţionarea problemei exprimată prin relaţiile (12) şi (13) s-a realizat cu ajutorul unui program numit „TELEFONIE" [4] în care am utilizat o metodă de programare neliniară discretă: GRADIENT MULTIPLU [5].

Metoda constă în „ramificarea" sau descompunerea mulţimii soluţiilor posibile ca alocaţii în numere întregi, în componente sau submulţimi şi în eliminarea unor componente pe baza unui criteriu specific; în urma eliminărilor succesive, mulţimea soluţiilor posibile este investigată complet, reţinîndu-se soluţiile optime, apreciate prin prisma creşterii gradientului de fiabilitate şi al restricţiilor.

Organigrama programului TELEFONIE este prezentată în figura 1.

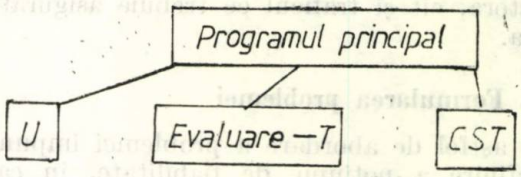


Fig. 1. Organizarea programului telefonic.

în care:

— programul principal determină pentru una sau mai multe linii soluţiile $\{n_k^*, q_k^*\}$, care maximizează în limitele resurselor disponibile fiabilitatea liniilor de comunicaţie dintre centralele unei reţele telefonice;

— subrutina U calculează nonfiabilitatea unei linii avînd ca date traficul şi probabilitatea de defectare a unei joncţiuni, precum şi numărul joncţiunilor nedisponibile acceptate în linie;

— subrutina EVALUARE — T [4] calculează fiabilitatea reţelei pornind de la matricea de incidenţă a nodurilor la laturi, a grafului asociat reţelei telefonice şi de la nonfiabilitatea fiecărei linii, furnizată de subrutina U;

— subrutina CST calculează restricţiile problemei avînd ca argumente numărul joncţiunilor alocate n_k^* şi nivelul de nonfiabilitate q_k^* asociat acestora.

În tabelul 1 sînt ilustrate datele, structura topologică şi rezultatele optimizării unei reţele telefonice a cărei capacitate trebuie extinsă prin instalarea unei noi linii între centralele ④ şi ⑤ [3]. Cu ajutorul programului TELEFONIE am determinat soluţia optimă (n_9^*, q_9^*) pentru noua linie şi am ridicat curba de cost $C_0(n_9, q_9)$ în vecinătatea acestei soluţii. Din compararea acestor date se observă că punctul optim nu corespunde costului minim, deoarece dezideratul primar în problema 12 este maximizarea fiabilităţii liniilor de interconectare a centralelor în limitele unor resurse disponibile (rel. 13). Rezultă astfel că soluţia optimă a problemei este punctul care realizează „cel mai bun compromis" între costul

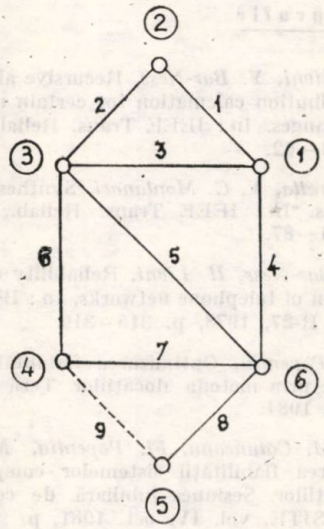
şi fiabilitatea liniei, numărul joncţiunilor alocate şi posibilitatea de defectare asociată acestora : $\{n_9^* = 36$; $q_9^* = 0{,}09$; $C_9(n_9^*, q_9^*) = 446{,}69$; $R_9(n_9^*, q_9^*) = 0{,}984052\}$

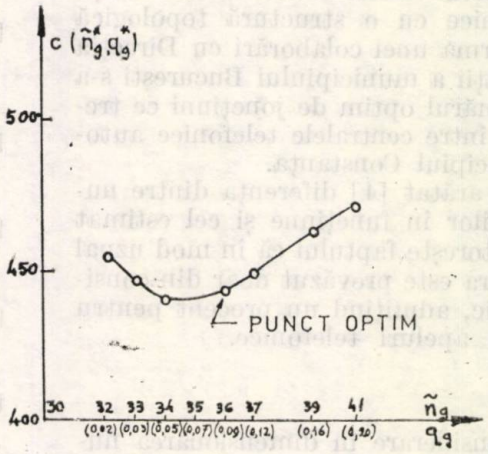
Autorii articolului [3] indică drept optimă această soluţie, dar nu dau valoarea calculată a fiabilităţii liniei ; în plus, metoda de evaluare recomandată pentru calculul fiabilităţii întregii reţele este o metodă aproximativă bazată pe cunoaşterea tăieturilor minime.

În cazul reţelei telefonice prezentată în tabelul 1, cîştigul de fiabilitate obţinut prin

Tabelul 1

PROGRAMUL TELEFONIE





DATE INIŢIALE				j	$\tilde{n}_{g_j}$	q_{g_j}	C_{g_j}	$R_{g_j}(\tilde{n}_g^*\ q_g^*)$
$A_g = 20$ erlangi	$d_g^0 = 1$	$\tilde{z}_g = 2$	$C_{0_g} = 10$ $C_g = 450$	1	33	0,03	445,72	0,981372
				2	34	0,05	441,85	0,982622
				3	35	0,07	443,07	0,983496
				4	36*	0,09	446,69	0,984052
				5	37	0,12	448,45	0,981320
				6	39	0,16	461,47	0,981043
				7	41	0,20	475,99	0,979625

i	1	2	3	4	5	6	7	8	9	
$\tilde{n}_i$	10	10	24	48	6	48	48	10	36*	$\Delta R_s = 2{,}5\%$
q_i	0,08	0,07	0,05	0,05	0,04	0,05	0,08	0,07	0,09*	
A_i	7	7	20	40	3	40	40	7	20	

instalarea noii linii telefonice este de $\Delta R_s = 2{,}5\ \%$.

În practică interconectarea centralelor telefonice se face prin cabluri de capacitate mare (1200 perechi). Problema care se pune este de a determina numărul optim de joncţiuni ce trebuie interconectate între centrale pentru a da posibilitatea conectării pe căile rămase libere a unui număr cît mai mare de abonaţi; de asemenea, numărul joncţiunilor de intrare într-o centrală este diferit de cel de ieşire, deoarece traficul mediu în cele două direcţii nu coincide. Programul TELEFONIE avînd încorporată subrutina EVALUARE — T, permite determinarea valorii exacte a fiabilităţii reţelelor telefonice cu o structură topologică complexă. În urma unei colaborări cu Direcţia de telecomunicaţii a municipiului Bucureşti s-a determinat numărul optim de joncţiuni ce trebuie conectate între centralele telefonice automate din municipiul Constanţa.

Aşa cum s-a arătat [4] diferenţa dintre numărul joncţiunilor în funcţiune şi cel estimat ca optim se datoreşte faptului că în mod uzual numărul acestora este prevăzut doar din considerente de trafic, admiţînd un procent pentru „pierderile" de apeluri telefonice.

4. Concluzii

Luarea în considerare în dimensionarea numărului de joncţiuni din linie atît a traficului estimat, cît şi a caracteristicilor de fiabilitate, constituie un punct de vedere unitar, ce permite o abordare mai realistă a problemei, aducîndu-şi, în acelaşi timp, contribuţia la îmbogăţirea şi perfecţionarea unuia dintre principiile care stau la baza proiectării reţelelor telefonice.

Întrucît problema alocării fiabilităţii sistemelor cu restricţii a fost tratată în literatura de specialitate în general numai sub aspect teoretic, această lucrare poate fi privită ca o aplicare în practică a bogatei experienţe acumulată în domeniul optimizării multiobiectiv.

Bibliografie

[1] *H. Livni, Y. Bar-Ness*, Recursive algorythm for traffic distribution calculation for certain unreliable telephone exchanges. In: IEEE Trans. Reliab. Vol. R-**26**, 1977, p. 61—62.

[2] *L. Fratta, V. C. Montanari*, Synthesis of available networks. In: IEEE Trans. Reliab., Vol. R-**25**, 1970, p. 81—87.

[3] *Y. Bar-Ness, H. Livni*, Reliability optimization in the design of telephone networks, In: IEEE Trans. Reliab., Vol. R-**27**, 1978, p. 315—319.

[3] *Fl. Popenţiu*, Optimizarea fiabilităţii sistemelor complexe prin metoda alocaţiilor. Teză de doctorat, Bucureşti, 1984.

[5] *V. M. Căluneanu, Fl. Popenţiu, M. Gheorghiu*, Optimizarea fiabilităţii sistemelor complexe prin metoda alocaţiilor. Sesiunea jubiliară de comunicări ştiinţifice a ICSITE, vol. **IV**, oct. 1981, p. 922—935.

CZ 621.316.1 : 539.2

MICROSISTEM
CANALE INTRARE/IEŞIRE

Sistem de comandă pentru agregate de confecţii

GAVRIL BUZAS*, ANDREI DUNKY*, BARNA KOSA**, ANDREI KOVACS**, SUSANA SZEKELY*, TIBERIU SZEKELY*,

Introducere

Acţionarea diverselor maşini-unelte prin program a devenit o metodă larg utilizată în industria zilelor noastre. Avantajele acestei metode sînt binecunoscute: aici vom aminti doar cîteva dintre ele considerate ca cele mai importante: precizia mărită a prelucrării, randamentul crescut, optimizarea succesiunii fazelor, posibilitatea controlului automat între faze, creşterea gradului de automatizare. Nici industria confecţiilor nu face excepţie şi s-a integrat rapid în acest amplu proces de modernizare a producţiei industriale.

Lucrarea de faţă prezintă un sistem de comandă pentru agregate de confecţii (maşini industriale de cusut şi tricotat), insistînd relativ mai mult asupra aspectelor originale ale dispozitivului.

1. Date constructive

Construcţia sistemului este modulară, existînd 6 module de bază realizate pe cartele de tip dublu Eurocard. Cele şase module de bază sînt: unitatea centrală, memorie RAM, memorie EPROM, unitate de comandă pentru echipamente periferice, canale de intrare, canale de ieşire. Există şi alte module opţionale care lărgesc posibilităţile sistemului. Schema-bloc a sistemului este prezentată în figura 1.

* Institutul de Tehnică de Calcul — filiala Cluj-Napoca.
** CCSIT — Metalotehnica — Tîrgu-Mureş.

Arhitectura unităţii centrale este relativ simplă. Ea este în principiu un sistem convenţional dezvoltat în jurul unui microprocesor 8080 cu circuitele aferente. Utilizatorul are la dispoziţie toate facilităţile oferite de setul de instrucţiuni.

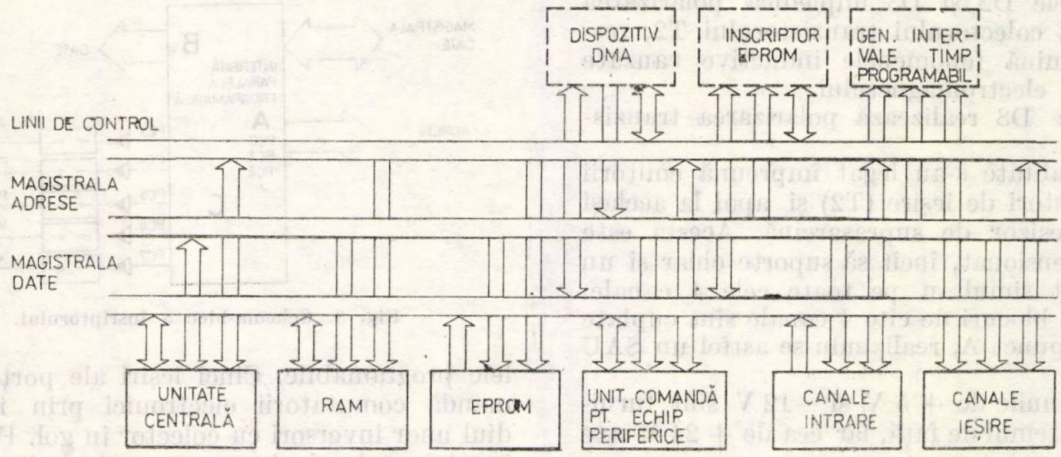


Fig. 1. Schema-bloc a sistemului de comandă pentru agregate de confecţii.

Magistralele sistemului (adrese pe 16 biţi, date pe 8 biţi şi liniile de control) sînt fiecare amplificate. Sistemul de întreruperi se compune din selector şi controlor. Unitatea centrală posedă o memorie proprie RAM de capacitate de 1 koctet. Decodificarea canalelor de intrare/ieşire se face la nivelul modulelor respective.

Modulul de memorie RAM conţine 4 kocteţi şi poate fi extins pînă la capacitatea dorită. Teoretic această extensie este limitată la 64 kocteţi cît poate adresa direct microprocesorul 8080.

Modulul de memorie EPROM conţine 8 kocteţi sau 16 kocteţi în funcţie de tipul capsulei cu care este echipat. Această memorie fixă conţine firmware-ul sistemului, adică programul rezident necesar iniţializării sistemului, efectuării instrucţiunilor, tratării canalelor de intrare/ieşire. De asemenea memoria EPROM conţine programul necesar acţionării secvenţiale a canalelor de intrare/ieşire pentru un model dat. Repartizarea capacităţii de bază de 8 kocteţi este următoarea : 4 kocteţi sînt alocaţi pentru programul monitor şi asamblor-dezasamblor, iar 4 kocteţi sînt alocaţi pentru modele. Descrierea firmware nu constituie obiectul lucrării de faţă.

Un modul aparte gestionează periferia ce se poate conecta la sistem. El este echipat cu un ceas programabil şi cu interfeţe programabile de intrare/ieşire paralel şi serie, toate fiind la dispoziţia utilizatorului. Prin intermediul acestora se pot ataşa sistemului : lector de bandă, perforator de bandă, terminal de vizualizare sau imprimantă. Aceste echipamente periferice sînt deosebit de folositoare pentru utilizator în faza de experimentări ale programelor de lucru pentru un model dat.

2. Canalele de intrare/ieşire

Modulul de intrare are 16 canale. Semnalele de intrare, răspunsurile agregatului sînt separate galvanic de sistem prin intermediul optocuploarelor. În continuare semnalele ajung în sistem prin porţi de intrare de tipul 8212.

Modulul de ieşire este prevăzut cu 8 canale. Semnalele de ieşire de asemenea sînt separate de agregat cu ajutorul optocuploarelor.

O cerinţă de primă importanţă ce se impune pentru modulele de ieşire este să se poată localiza apariţia unei suprasarcini sau întreruperea unei linii. Mai jos dăm modul de rezolvare al acestui deziderat.

În figura 2 am prezentat schema de principiu a unui canal de ieşire.

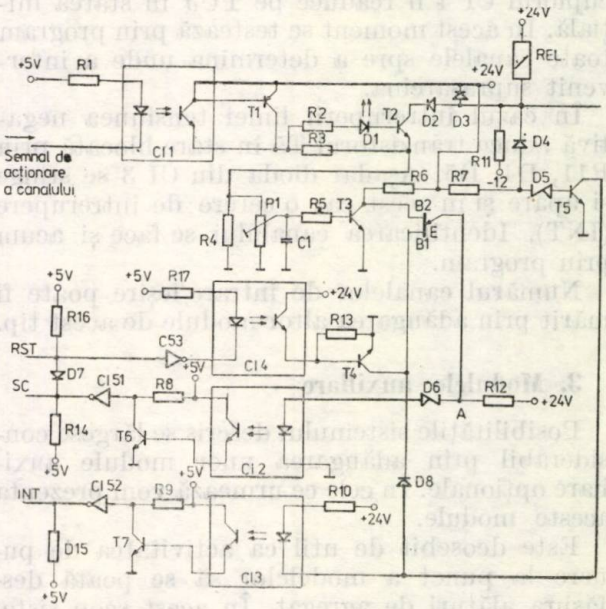


Fig. 2. Schema principială a unui canal de ieşire.

Înainte de toate facem cîteva observaţii referitoare la această schemă.

a) După cum se vede, canalul se acţionează prin intermediul optocuplorului CI 1.

b) Dioda D1 indică starea activă a canalului.

c) Sarcina fiecărui canal este un electromagnet (releu).

d) Diodele D2 şi D3 împiedică polarizarea negativă a colectorului tranzistorului T2, respectiv elimină fenomenele inductive cauzate de bobina electromagnetului.

e) Dioda D8 realizează polarizarea tranzistorului T4.

f) În realitate s-au legat împreună emitorii a 4 tranzistori de ieşire (T2) şi apoi la acelaşi element sesizor de suprasarcină. Acesta este astfel dimensionat, încît să suporte chiar şi un scurtcircuit simultan pe toate cele 4 canale.

g) Două blocuri de cîte 4 canale sînt cuplate în acelaşi punct A, realizîndu-se astfel un SAU cablat.

h) Tensiunile de + 5 V şi —12 V sînt furnizate de sistemul de faţă, iar cea de + 24 V este dată de agregat.

În continuare examinăm ce se întîmplă în cazul apariţiei unei suprasarcini (scurtcircuit) şi în caz de întrerupere a liniei.

Suprasarcina înseamnă creşterea curentului prin tranzistorul T2. Această creştere este sesizată de rezistorul R4. Căderea de tensiune corespunzătoare determină deschiderea tranzistorului T3, ceea ce atrage după sine intrarea în conducţie a tranzistorului TUJ. Astfel dioda din CI 2, care pînă acum a fost aprinsă, se stinge. Prin urmare apare un nivel „jos" la ieşirea porţii CI 51 care reprezintă o cerere de întrerupere (SC) pentru unitatea centrală. Totodată prin dioda D7 se transmite un impuls de ştergere (RST) care prin optocuplorul CI 4 îl readuce pe TUJ în starea iniţială. În acest moment se testează prin program toate canalele spre a determina unde a intervenit suprasarcina.

În cazul întreruperii liniei tensiunea negativă aduce tranzistorul T5 în stare blocată prin R11, D4, D5. Aşadar dioda din CI 3 se stinge şi apare şi în acest caz o cerere de întrerupere (INT). Identificarea canalului se face şi acum prin program.

Numărul canalelor de intrare/ieşire poate fi mărit prin adăugarea altor module de acest tip.

3. Modulele auxiliare

Posibilităţile sistemului descris se lărgesc considerabil prin adăugarea unor module auxiliare opţionale. În cele ce urmează vom prezenta aceste module.

Este deosebit de util ca activitatea de punere la punct a modelelor să se poată desfăşura alături de agregat. În acest scop sistemului i se poate adăuga un inscriptor de EPROM. Procesul de înscriere, testare are loc sub comanda programului monitor al sistemului. Se pot înscrie EPROM-uri din familia I 2700. Schema-bloc a inscriptorului se prezintă în figura 3. Înscrierea are loc prin comanda adecvată a porţilor unei interfeţe para-

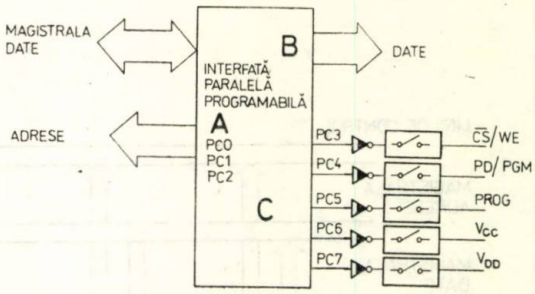


Fig. 3. Schema-bloc a insriptorului.

lele programabile. Cinci ieşiri ale porţii C comandă comutatorii electronici prin intermediul unor inversori cu colector în gol. Poarta B furnizează datele, iar poarta A şi 3 linii ale porţii C rezolvă adresarea.

Procesul de înscriere se declanşează de la o consolă conectată la sistem.

Un alt modul auxiliar este generatorul de intervale de timp programabil. Modulul este echipat cu 3 generatoare de tipul 8253, avînd toate ieşirile puse la dispoziţia utilizatorului. Ceasul fiecăruia este de asemenea fixat de utilizator.

Cel mai preţios element auxiliar ce se poate ataşa sistemului descris este dispozitivul de acces direct la memorie (DMA). Acest dispozitiv îşi confirmă valoarea în caz de defecţiune sau la întocmirea şi corectarea unor programe în RAM. Dispozitivul este prevăzut cu o tastatură hexazecimală, precum şi cu alte taste pentru stabilirea modului de lucru. Starea magistralelor şi informaţiile de stare ale unităţii centrale sînt instantaneu afişate. Dintre posibilităţile dispozitivului DMA amintim: mod de rulare automat sau pas cu pas, posibilitatea de fixare de breakpoint, breakpoint programabil, regim de citire sau scriere. Deşi simplu din punct de vedere constructiv, practica a dovedit că acest dispozitiv DMA permite localizarea rapidă şi exactă a majorităţii defectelor de natură hardware sau software. Descrierea detaliată a dispozitivului DMA ca un element al unui echipament complex de testare nu este scopul lucrării.

4. Concluzii

În lucrare s-a descris sistemul de comandă dezvoltat în jurul unui microprocesor 8080, destinat acţionării agregatelor de confecţii. Sistemul de bază se compune din 6 module: unitate centrală, RAM, EPROM, unitate de

comandă pentru echipamente periferice, canale de intrare, canale de ieşire. Canalele de intrare/ieşire şi tratarea lor constituie diferenţa principală dintre sistemul de faţă şi un microsistem convenţional. Sistemul este izolat faţă de agregat prin optocuploare. Numărul intrărilor/ieşirilor este variabil. Activitatea agregatului în vederea efectuării unui proces concret de coasere sau tricotat este comandată de programul rezident stocat în memoria EPROM de 8 kocteţi. Pentru experimentări comanda se poate realiza prin echipamente periferice.

Prin adăugarea unor module auxiliare posibilităţile sistemului descris se lărgesc apreciabil.

Sistemul fiind foarte flexibil, poate fi exploatat şi în alte domenii cu modificări minime.

Bibliografie

[1] *Anderson, J. E., Baguchi, R. N., Greenhil, H. B., Henderson, T. L., Walter, F. L.*, Electrochemical and other Applications of Inexpensive Microprocessor Based Technology. In International Laboratory nov/dec., 1980, p. 35

[2] *Lupu, C., Ţepelea, V., Purice, E.*, Microporcesoare. Aplicaţii. Bucureşti, Editura Militară, 1982.

[3] Intel 8080 Microcomputer Systems User's Manual, Intel Corp. Santa Clara, 1976.

CZ 538.551 : 621.376

CIRCUITE IMPRIMATE
DIGITIZARE INTERACTIVĂ
STRUCTURĂ FIŞIERE

Structuri dispersate pentru fişiere folosite în proiectarea interactivă a circuitelor imprimate

COSTIN MIHAI * — BUCUREŞTI

1. Introducere

În general, pentru programele de proiectare interactivă grafică, o problemă deosebită o prezintă găsirea rapidă a diverselor simboluri care alcătuiesc o imagine oarecare, în vederea operaţiilor ce trebuie executate asupra lor (de plasare, rotire ştergere etc). În cazul sistemelor cu capacitate relativ mică de memorie internă care lucrează simultan cu mai multe terminale de proiectare grafică, pentru mărirea capacităţii de memorie trebuie folosite memorii externe (disc). Se impune găsirea unei metode rapide de căutare astfel încît viteza de răspuns să fie acceptabilă pentru utilizator.

Articolul de faţă prezintă o structură de fişiere dispersate, structură folosită de autor pentru realizarea unui program de digitizare interactivă a circuitelor imprimate.

2. Clasificarea elementelor grafice

Fişierele folosite în proiectarea de circuite imprimate cuprind de obicei mai multe „straturi" care grupează elementele grafice după criterii cum ar fi:

— elemente comune tuturor feţelor,
— elemente comune mai multor feţe,
— pastile de alimentare,
— pastile de masă,
— contur, conectori etc.

Modul de împărţire este la latitudinea proiectantului circuitului imprimat, el depinzînd de complexitatea circuitului, a numărului de feţe sau pur şi simplu de experienţa celui care proiectează circuitul.

Din punct de vedere al elementelor grafice folosite, pentru a simplifica cît mai mult structurile de fişier folosite, acestea au fost împărţite în două mari categorii:

— Elemente caracterizate printr-o singură coordonată de apel:
  — pastile
  — cerc, elipsă, arc de cerc, arc de elipsă (centru)
  — text (coordonata centrului primei litere)
  — simboluri, macrodefiniţii (punctul de apel)
— Elemente caracterizate prin două coordonate de apel:
  — trasee.

Rezultă deci necesitatea folosirii a minimum două structuri şi metode de căutare diferite. Pentru minimizarea spaţiului ocupat pe disc de fişierele diverselor circuite imprimate existente la un moment dat în faza de proiectare, acestea sînt memorate într-o structură secvenţială, foarte compactă, structura dispersată fiind utilizată numai în timpul lucrului şi numai pentru „stratul" asupra căruia acţionează operatorul în acel moment. Programul de digitizare include subrutinele de transformare dintr-o structură în alta.

* Intreprinderea de calculatoare electronice — Bucureşti.

3. Determinarea funcţiilor de dispersie

Pentru a folosi o structură dispersată trebuie rezolvate două probleme principale:

— determinarea funcţiilor de dispersie;

— determinarea modului de rezolvare a coliziunilor (punctele pentru care funcţia de dispersie are aceeaşi valoare).

Pentru determinarea funcţiilor de dispersie, desenul se încadrează într-un dreptunghi caracterizat de coordonatele extreme ale circuitului imprimat $(0, 0, x_M, y_M)$, care va fi divizat în dreptunghiuri mai mici (zone) prin împărţirea laturilor acestuia.

Dacă se notează:

— N_x — nr. de intervale pe axa x

— N_y — nr. de intervale pe axa y

şi dacă fiecărei zone îi corespunde o înregistrare, atunci pentru un element oarecare de coordonate x, y ($x \in [0, X_M]$, $y \in [0, y_M]$) se poate defini funcţia de dispersie h ca fiind:

$$h(x, y) = N_y \frac{x}{\frac{x_M}{N_x}} + \frac{y}{\frac{y_M}{N_y}} \quad h \in [0, h_{max}].$$

Dacă factorul de scară se alege astfel încît coordonatele x, y să poată fi memorate sub formă de numere întregi, iar toate calculele se fac prin trunchierea rezultatelor la valoare întreagă, funcţia h va avea valori întregi, valori care vor determina numărul înregistrării din fişier în care se găseşte coordonata. Deoarece ploterele şi fotoploterele admit o anumită distanţă minimă de deplasare (ex. 25 μm) se poate alege aceasta, sau orice valoare determinată de condiţiile de precizie şi tehnologice impuse, ca unitate de exprimare a coordonatelor.

În acest fel s-a realizat o corespondenţă biunivocă între zonele $Z_{ij}(i \in [0, N_x], j \in [0, N_y])$ şi înregistrările din fişierul de lucru. Valoarea funcţiei va determina numărul înregistrării din fişierul cu acces aleator în care se găseşte elementul de coordonate x, y.

Notînd

$$L_x = x_M/N_x$$

$$L_y = y_M/N_y$$

lungimea intervalelor pe axa x şi y,

$$h(x, y) = N_y \frac{x}{L_x} + \frac{y}{L_y}$$

Numărul de înregistrări necesare pentru elementele caracterizate printr-un singur punct de apel se obţine înlocuind în relaţia de mai sus x cu x_M şi y cu y_M

$$h_{max} = N_y(N_x + 1).$$

Numărul de dreptunghiuri în care a fost împărţit circuitul este:

$$h_d = N_x * N_y < h_{max}.$$

Fişierul va conţine cu $N_y + 1$ înregistrări mai mult decît numărul de zone, înregistrări care vor fi folosite numai pentru memorarea apelurilor aflate chiar pe conturul dreptunghiului în care se înscrie circuitul.

Introducerea de teste suplimentare în vederea verificării faptului că punctul digitizat se află sau nu pe contur ar lungi calculele, şi deci şi timpul de răspuns pentru fiecare coordonată. Avînd în vedere faptul că fişierul cu structură dispersată este folosit numai în timpul lucrului efectiv asupra desenului, în rest, acesta memorîndu-se sub o structură secvenţială foarte compactă, s-a considerat ca avantajoasă calcularea funcţiei de dispersie fără teste suplimentare, în ciuda numărului mai mare de înregistrări.

În cazul segmentelor (caracterizate prin două coordonate de apel) o înregistrare oarecare ij va conţine mulţimea segmentelor care unesc zonele i şi j. Se vor calcula valorile funcţiei h pentru fiecare capăt. Deoarece pentru toate segmentele S_{ij} care unesc două puncte oarecare (x_i, y_i, x_j, y_j), caracterizate prin h_i şi h_j

$$S_{ij} \equiv S_{ji}$$

înregistrările din fişier pot fi tratate ca elementele unei matrici triunghiulare.

Păstrînd aceeaşi împărţire în zone ca la elementele avînd un singur punct de apel, numărul de înregistrări necesare pentru memorarea traseelor este:

$$N = \frac{(h_{max} + 1)(h_{max} + 2)}{2} \text{ deoarece } 0 \leqslant h \leqslant h_{max}$$

Pentru un segment oarecare, caracterizat prin coordonatele (x, y) (x_1, y_1) se poate defini funcţia de dispersie:

$$h'(h, h_1) = \begin{cases} N_1 - \dfrac{(h_{max}-h)(h_{max}+1-h)}{2} + h - h_1 & h \leqslant h_1 \\ N_1 - \dfrac{(h_{max}-h_1)(h_{max}+1-h_1)}{2} + h_1 - h & h_1 < h \end{cases}$$

unde:

$$N_1 = N - 1$$

$$h = h(x, y)$$

$$h_1 = h(x_1, y_1)$$

Rezultă:

$$h' \in [0, N_1]$$

Pentru exemplificare, considerînd $N_x = N_y = 2$ şi notînd h'_{ij} înregistrarea care cuprinde segmentele care unesc puncte cu $h = h_i$ respectiv h_j, fişierul va avea următoarea structură:

h'_{00}, h'_{01}, h'_{02}, h'_{03}, h'_{04}, h'_{05}, h'_{06}

h'_{11}, h'_{12}, h'_{13}, h'_{14}, h'_{15}, h'_{16}

h'_{22}, h'_{23}, h'_{24}, h'_{25}, h'_{26}

h'_{33}, h'_{34}, h'_{35}, h'_{36}

h'_{44}, h'_{45}, h'_{46}

h'_{55}, h'_{56}

h'_{66}

Pentru un segment cu $h_1 = 4$ şi $h = 2$ se obţine $h' = 15$, adică segmentul va trebui căutat în înregistrarea a 15-a de la începutul fişierului (considerînd că prima înregistrare este înregistrarea 0).

În cazul în care se foloseşte un fişier comun pentru toate elementele, atunci se poate înlocui N în relaţia de mai sus cu:

$$H = N + h_{max},$$

segmentelor rezervîndu-li-se astfel înregistrările din a doua parte a fişierului.

În afara înregistrărilor necesare pentru memorarea apelurilor obişnuite s-au rezervat înregistrări pentru memorarea definiţiilor de grup, a comentariilor etc.

Rezolvarea coliziunilor se poate face prin stabilirea lungimii înregistrării astfel încît ea să poată face faţă memorării unui desen de complexitate medie şi pentru a minimiza numărul de accese la disc. Practic, cel mai simplu este de a alege lungimea înregistrării egală cu un sector, căutarea pe înregistrare făcîndu-se secvenţial cu ajutorul unui indicator de ocupare.

Pentru simplificarea structurii nu s-a prevăzut nici o metodă de alocare de spaţiu suplimentar în cazul depăşirii. Proiectantul poate digitiza elementele care nu mai încap pe un alt strat.

4. Concluzii

Folosind metoda expusă mai sus a fost realizat un program de digitizare interactivă alegînd $N_x = N_y = 8$, lungimea înregistrării fiind egală cu un sector (512 octeţi). Citirea sectorului de pe disc în care se găseşte înregistrarea la care dorim să avem acces se face numai dacă ea nu se găseşte deja în memorie de la un apel anterior, minimizîndu-se astfel timpul de aşteptare în cazul în care se digitizează puncte aparţinînd aceleiaşi zone. În timpul digitizării, durata medie de aşteptare este de aproximativ 0,5 s (sistem NOVA 3 cu 4 utilizatori).

Metoda prezintă dezavantajul unor timpi relativ mari de aşteptare în timpul transformării structurii fişierelor, timpi care nu incomodează totuşi pe operator deoarece ei apar numai la începutul şi sfîrşitul lucrului sau la schimbarea straturilor.

Bibliografie

D. E. Knuth, Tratat de programare a calculatoarelor — — Sortare şi căutare — Editura Tehnică, 1976.

PRAGOINVEST la cee de-a 27 ediţie a Tîrgului de toamnă de la Brno — 1985

Exportul de maşini, utilje şi instalaţii ocupă cel mai important loc în comerţul exterior cehoslovac. Compania de comerţ exterior Pragoinvest contribuie pregnant în atingerea celor mai importante obiective.

Pe pieţele externe sînt binecunoscute produsele concernului CKD Praga executate de cele mai importante întreprinderi pragheze, dar şi de un număr de alte organizaţii productive din Boemia şi Moravia (18 întreprinderi).

Pragoinvest se numără în fiecare an printre cei mai reprezentativi expozanţi la Tîrgul internaţional de la Brno.

Tema centrală sub care şi-a manifestat activitatea în acest an Pragoinvest a fost „CKD — Simbolul progresului tehnic", temă ce a fost pe deplin justificată.

Întreaga producţie industrială se bazează pe o cercetare eficientă în institutele de cercetare ştiinţifică proprii, tehnologii moderne, experienţă de producţie dezvoltată de generaţii.

Toate acestea contribuie la o bună reputaţie a lui CKD Praga pe pieţele lumii.

Pragoinvest oferă la export gama de produse a lui CKD Praga suplimentată prin maşini şi echipamente ale altor cîteva fabrici cehoslovace de bază: Skoda, Pilzen, Prvni Brnenska Strajirna, TOS Znojmo şi altele.

Din programul de export a întreprinderii Pragoinvest fac parte:

— locomotive diesel;
— tramvaie;
— motoare diesel;
— grupuri generatoare diesel;
— compresoare;
— turbocompresoare;
— echipamente de răcire şi frigorifice;
— automacarale;
— maşini electrice rotative;
— transformatoare;
— semiconductori de putere şi aplicaţiile lor;
— ambreiaje şi variatoare de turaţie;
— echipamente pentru maşini;
— instalaţii complete pentru industria materialelor de construcţii şi minereurilor (ciment, calcar, cărămizi);
— fabrici de ceramici;
— instalaţii de sfărîmare şi sortare.

Produsele din programul de export al întreprinderii Pragoinvest a găsit desfacere, nu numai într-un număr foarte mare de ramuri economice ale ţărilor membre CAER, dar şi într-o serie de ţări nesocialiste din cele patru continente ale lumii.

Cooperarea comercială cu U.R.S.S. reprezintă mai mult de 50% din cifra de afaceri anuală, iar volumul desfacerilor a crescut în ultimii 15 ani proporţional cu adîncirea integrării economice socialiste în cadrul CAER.

Trebuie de asemenea menţionat multiplicarea numărului de acorduri bilaterale şi multilaterale de specializare şi cooperare în producţie.

Importanţa acestor contracte rezidă şi în înaltul lor grad de finalizare şi din acest motiv recunoscute ca unice în lume. Este cazul locomotivei diesel CME-3 din care 5 000 de bucăţi deja lucrează în U.R.S.S.

De asemenea, datorită polispecializării CKD Praga, se numără astăzi printre cei mai avansaţi producători de tramvaie şi prin intermediul întreprinderii Pragoinvest s-au livrat către Uniunea Sovietică 11 500 bucăţi.

Expoziţia din pavilionul X, a fost direcţionată anul acesta, cooperării întreprinderii Pragoinvest CKD-Praga cu U.R.S.S.

Pavilionul X a fost organizat într-o manieră nouă, folosindu-se tehnicile moderne audiovizuale. S-au folosit moduri variate de proiecţii statice şi dinamice, filme şi diapozitive tehnica-video şi laser, toate acestea au putut pune la curent vizitatorii cu trecutul şi prezentul concernului CKD Praga, cu extinderea enormă a livrărilor în cei 40 de ani de cooperare paşnică.

Proiecţiile au fost suplimentate prin exponatele fabricilor CKD Praga instalate în faţa pavilionului X.

S-au remarcat modelele tramvaiului KT 4D şi locomotiva diesel electrică CME-3. Tot la noutăţi trebuie inserat rotorul compresorului cu flux axial tip 12 AVA 99, unitatea de răcire tip 22 CJA 150 Z, generatorul diesel tip DES 30 A.

În pavilionul macaralelor s-a impus noul tip de macara multifuncţională AV-14, pe sistem de propulsie Tatra 815, cu o capacitate de 14 tone.

Separat au fost expuse camioanele tip AD-28 şi AD-20T. Pentru sectorul electronic în acelaşi pavilion Z s-au expus componente semiconductoare, cutii individuale pentru tiristoare şi cutii de viteză cu o singură treaptă, unităţi variatoare de turaţie şi motoare diesel tip 6 – 27,5 B8.

În continuare se vor prezenta pe scurt cîteva din produsele expuse:

Motoarele Diesel Slavia tip 2S 90A

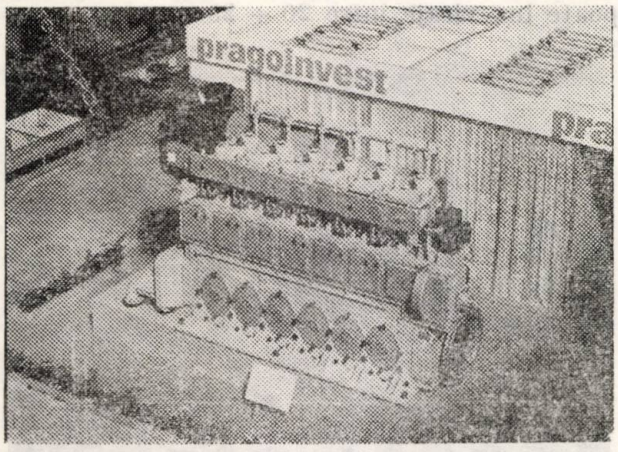
Motoarele SLAVIA ale gamei S 90A sînt un demn succesor al gamei de motoare în 4 timpi S95A2 a căror fabricaţie a fost definitivată în 1984.

Design-ul noii game de motoare diesel este bazat nu numai pe cerinţele economiei naţionale dar şi pe parametrii soluţiilor similare pe plan mondial.

Motorul diesel 2S90A este un motor în 4 timpi, răcit cu aer, cu injecţia directă a combustibilului în cilindru. Puterea debitată este de 7,35 kW la o turaţie de 3000 rot/min. Este echipat cu regulator capacitiv al turaţiei (incorporat).

Motoarele Diesel tip 6—27,5 D8

Tipul de motoare diesel 6—27,5 D8 reprezintă cea mai nouă realizare în domeniul motoarelor diesel şi este situat ca parametri la nivelul tehnicii mondiale. Aceste motoare sînt produse în variantele cu 4,6,8 şi 9 cilindri în linie şi 12,16, 18 cilindri în V. Sînt destinate pentru acţionarea generatoarelor electrice de putere, în toate sferele producţiei industriale, industriei construcţiilor, agriculturii, iar în varianta navală, pentru acţionarea vaselor fluviale şi maritime.



Motoarele diesel din gama 27,5 D8 sînt concepute pentru a lucra cu combustibili grei cu o vîscozitate mai mare de 388 mm².

Tipul 6—27,5 D8 diesel este un motor cu răcire cu apă, în 4 timpi, cu 6 cilindri în linie.

Pornirea se face cu aer comprimat.

Alezajul cilindrilor : 275 mm

Cursa : 330 mm

Puterea pe un cilindru : 220 kW (300 CP)

Număr cilindri : 6 în linie

Turaţie : 750 rot/min

Consum specific combustibil : 204 g/kWh

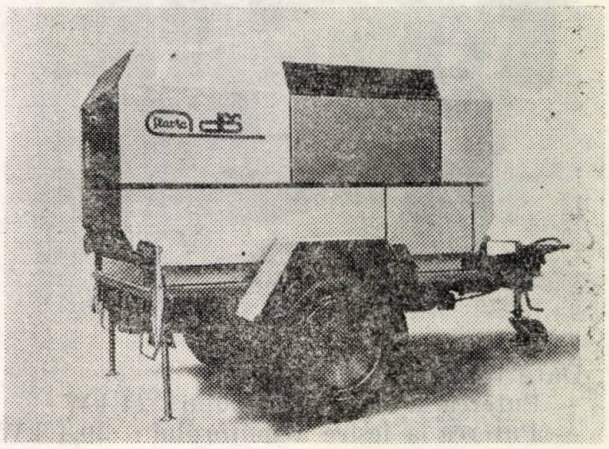
Consum de ulei specific : 2 g/kWh

Greutatea : 19,000 kg.

Grupul generator Diesel tip „Slavia" DES 15 M

Grupul generator diesel Slavia DES 15M cu motor 2S90A cu o putere la ieşire de 15 kVA este utilizat pentru producerea energiei electrice la o tensiune de 400/231 V ; 50 Hz. Este destinat pentru alimentarea consumatorilor mono şi trifazaţi şi pentru iluminat.

Grupul este format din : motorul diesel de acţionarea generatorului şi tabloului de comutaţii. Poate lucra 24 ore din 24, la temperaturi de la —15 la +40° C.



Motorul şi generatorul sînt montate pe flanşă şi cuplate printr-un cuplaj flexibil. Grupul este montat pe tampoane de cauciuc, pe o ramă de oţel pe două roţi cu un capotaj care-l protejează împotriva intemperiilor.

Viteza maximă de deplasare : 60 km/h.

Generatorul este de tip bipolar, semiînchis, sincron cu răcire intrinsecă. Regulatorul de tensiune este construit direct pe scutul alternatorului şi menţine o tensiune cu o toleranţă de ± 2,5 %, cu o încărcare de la 0—100 %.

Grupul generator Diesel „Slavia" DES 30

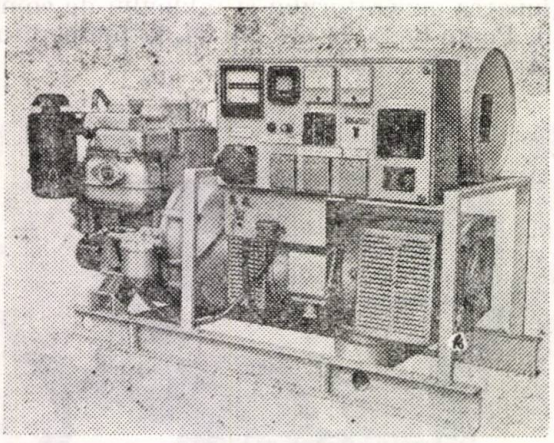
Grupul generator diesel Slavia DES-30 este utilizat pentru producerea de energie electrică pentru alimentarea diverşilor consumatori şi pentru iluminat.

Grupul este format dintr-un motor diesel, generatorul şi tabloul de comutaţie. Motorul şi generatorul sînt cuplate prin flanşă şi cuplaj flexibil. Unitatea de acţionare este un motor diesel cu injecţie directă cu răcire cu aer, în 4 timpi, cu 4 cilindri în linie.

Pornirea motorului se face electric. Generatorul este de tip bipolar, sincron, semicarcasat cu răcire naturală. Excitarea alternatorului se face prin intermediul unui excitor de curent alternativ. Tabloul de comutaţie este fixat rezistent cu o structură specială pe rama comună a generatorului şi motorului.

Regulatorul menţine tensiunea de ieşire a alternatorului de la 0—100%, ± 2%.

Grupul este capabil să lucreze în mediul ambiant la temperaturi de —20° C. . . +40 ° C. Grupul este produs în varianta staţionară DES 30S, şi în varianta mobilă DES 30M şi varianta mobilă cu zgomot redus DES 30MO.



Date tehnice :
— Puterea la ieşire a grupului : 24 kW
— Puterea la ieşire a motorului : 29,4 kW
— Turaţia : 3000 rot/min
— Tensiunea : 3 × 400/231 V.

Grupul generator de forţă Diesel tip BC—340 în formula unitate compactă de forţă

Un produs care constituie o sursă de energie electrică trainică pentru locuri amplasate în afara sistemelor de forţă sau utilizabile în condiţiile unor pene de curent.

În sistem este grupul generator diesel BC—340, fabricat de concernul CKD Praga. Puterea grupului la ieşire este de 340 kVA la o turaţie de 1500 rot/min. Alternatorul furnizează putere la un voltaj de 400/231V, frecvenţa 50 Hz.

Alternatorul este de tip cu perii, cu autoexcitare cu excitor în curent alternativ. Tabloul de comutaţie este prevăzut cu ruptor de circuit cu încărcare termică şi protecţie electromagnetică, cu un regulator de tensiune automatic, controlor manual de şuntarea tensiunii, comutator de sincronizare şi echipament de semnalizare care opreşte grupul în condiţiile unei ungeri proaste sau în condiţiile în care creşte nepermis de mult temperatura apei de răcire sau a uleiului de ungere. Unitatea de acţionare este un modern motor diesel, în patru timpi cu răcire cu apă, avînd 6 cilindri de tipurile 6S150PV3 cu injecţie directă.

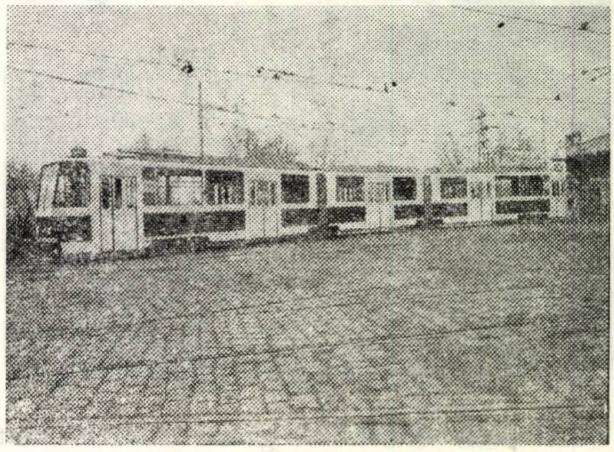
Motorul are o putere de 309 kW. Echipamentul de pornire este electric la 24 V. Tabloul de control este prevăzut pe lîngă alte indicatoare şi cu indicator de presiune a uleiului, semnal luminos pentru temperatura apei şi a uleiului şi vitezometru.

Întregul sistem este montat pe acelaşi şasiu. Se livrează odată cu echipamentul de piese de schimb, trusă de scule şi documentaţie. Producătorul poate livra la cerere ca echipament opţional un tablou de comutaţie cu echipament automat de pornire, set-tester, scule speciale pentru service şi armături.

Tramvaiul KT 8 D5

Transportul urban modern, a dus la creşterea cerinţelor privind viteza, confortul pasagerilor şi siguranţa traficului. Un vehicul trebuie să poată fi utilizat în condiţii de lucru diverse. Toate acestea sînt îndeplinite de vehiculul bidirecţional cu trei secţiuni cu posibilitatea de cuplare a 2 vehicule unei garnituri controlate de un post de conducere avînd astfel o capacitate de transport de 700 de persoane.

Cele trei tronsoane ale vehiculului se sprijină pe patru boghie de tracţiune. Îmbinările articulate ale tronsoanelor permit nu numai o mişcare liberă a pasagerilor prin întreg vehiculul dar totodată o deplasare reciprocă a tronsoanelor şi asigură acestora o bună adaptare a vehiculului neregularităţilor tracţiunii. În ciuda considerabilei sale lungimi, vehiculul poate lua viraje între 20 ÷ 25 m.



O mare atenţie a fost acordată condiţiilor ergonomice ale pasagerilor. Vehiculul este echipat cu un sistem de încălzire care utilizează căldura degajată din frîne. Cantitatea de căldură necesară asigurării confortului termic, este automat controlată de un sistem de control electronic. În sezonul cald căldura excedentară este evacuată din vehicul simultan cu admisia aerului la temperatura mediului ambiant. Amplasarea corespunzătoare a uşilor pe părţile laterale ale caroseriei măreşte siguranţa de acces a pasagerilor.

Echipamentul electric al vehiculului a fost fabricat urmărindu-se reducerea consumului energetic pentru tracţiune, simultan cu creşterea siguranţei în exploatare şi a duratei de exploatare a fiecărui subansamblu. Materializarea acestor cerinţe a fost posibilă prin utilizarea elementelor semiconductoare atît în compartimentul de forţă cît şi în cel de control.

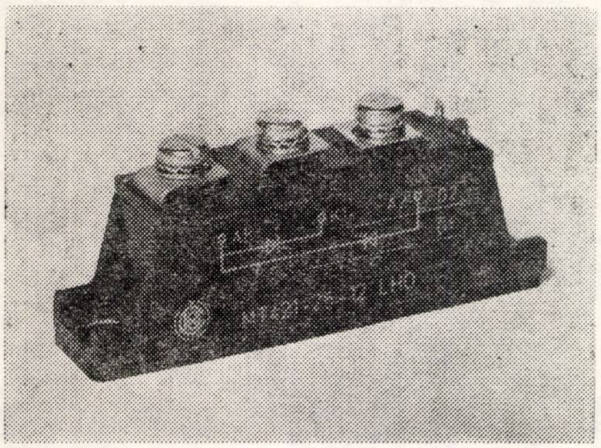
Utilizarea echipamentelor cu tiristori în dotarea tramvaiului KT8D5, reduce la minim pierderile la pornire, prelungeşte viaţa de funcţionare a contactelor de putere şi facilitează poziţionarea şi controlul frînelor — şi alimentarea electrică prin metoda staţionară, realizarea sistemului de protecţie efectivă antifrînare şi întreţinerea unităţilor componente prin înlocuiri.

Modulele potenţiale tip MT 421

Modulele semiconductoare potenţiale aparţin unor noi elemente progresive ale producţiei de avangardă ale componentelor semiconductoare.

Baza masivă serveşte numai pentru disiparea căldurii consumate dezvoltate în timpul funcţionării componentelor.

Astfel, cea mai importantă proprietate a modulelor potenţiale este faptul că baza plată este galvanic separată de circuitul electric potrivit căruia acest component este conectat. Acest design oferă posibilitatea montării mai multor module pe acelaşi răcitor care de asemenea poate fi utilizat simultan drept purtător pentru toate accesoriile/ventilator, protecţie supervoltaj sau supertensiune, control circuite etc. Rezultatul este o structură simplă şi compactă a blocurilor de redresare.

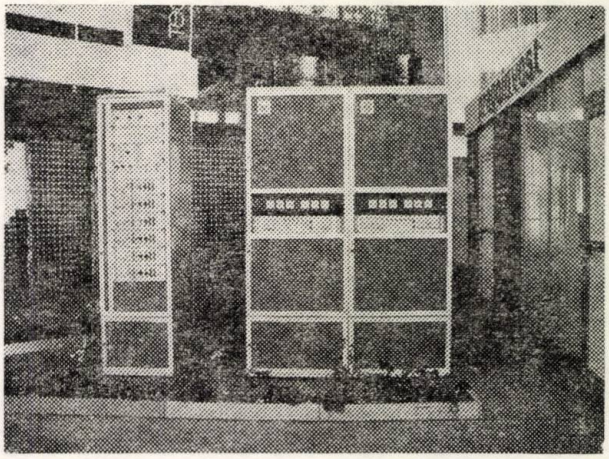


Modulele potenţiale MT421 şi MD421 completează şi extind gama modulelor produse de uzinele CKD Polovodice în domeniul producţiei curenţilor joşi : (ex. : 25 ÷ 40 A).

Substaţiile de convertire cu tiristori pentru transportul public urban

Producţia substaţiilor de convertire cu tiristori pentru transportul public urban este asigurată de către uzinele CKD Praga-Electrotechnika. Noii convertori cu tiristori sînt utilizaţi în construcţia substaţiilor în contextul programului de inovaţii al uzinelor. Pe de o parte, tiristorii efectuează sarcinile unui redresor de curent alternativ, pe de altă parte ei sînt utilizaţi drept contactori rapizi pentru întreruperea circuitului în fiecare distribuitor al substaţiilor de convertire.

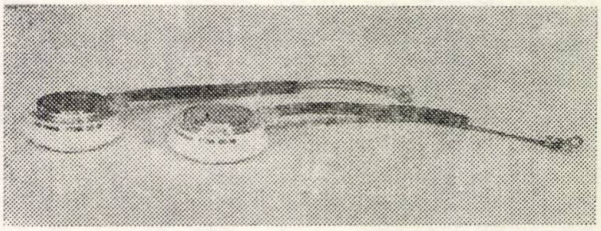
Un echipament automatizat conectează compartimentul alimentare după o cădere de putere la un scurtcircuit accidental şi previne supraîncărcarea convertorului.



Convertoarele sînt echipate cu un sistem de protecţie a curentului care facilitează perfecta exploatare a capacităţii de încărcare a convertoarelor şi menajează linia troleu. Introducerea unui circuit electronic de control a dus la un grad crescut de automatizare a operaţiilor substaţiilor.

Tranzistorii de putere tip TT 256

Dezvoltarea producţiei tehnologiei de componente semiconductoare a făcut posibilă producţia de tranzistoare de putere cu valori ridicate ale curenţilor în colector şi tensiunilor în colector—emitor. În paralel cu creşterea capacităţii de transport a tensiunii şi curen-



ţilor şi alţi parametri şi proprietăţi au fost îmbunătăţite şi optimizate.

Uzinele CKD POLOVODICE introduc unele din primele eşantioane ale viitoarei game de tranzistori de putere tipurile TT 256—160 cu un curent de colector de 160 amperi şi o tensiune colector—emitor peste 1000 volţi. Pentru a obţine o amplificare a curentului bază mai ridicată, tranzistorul utilizează o conexiune Darlington din doi tranzistori pe un anod.

Nivelul modern al parametrilor tranzistorilor de putere precum şi controlul lor simplu au fost cauzele care au determinat ca tranzistorii să înceapă a fi utilizaţi în domenii de productivitate din ce în ce mai ridicată. De menţionat în acest sens surse de comutare, invertoare.

ing. *Lucreţia Pană*

dipl. ec. *Viorica Anastasescu*

Revista „ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ŞI AUTOMATICA“ (E.E.A.), organ al Ministerului Industriei Electrotehnice apare în cadrul Institutului de cercetare ştiinţifică şi inginerie tehnologică pentru electrotehnică (I.C.P.E.). Articolele propuse spre publicare şi cererile de abonamente se vor trimite la redacţia revistei, Bucureşti, Calea Victoriei nr. 133, telefon 50.40.90, int. 475 şi 695 plata abonamentelor făcîndu-se prin mandat poştal pe adresa : I.C.P.E., Bd. Tudor Vladimirescu, nr. 45—47, Bucureşti, cont virament nr. 301660501 BNRSR, filiala sector 5. Costul unui abonament anual pentru unităţi industriale şi instituţii, ca şi pentru persoane particulare este de 120 lei ; nu se fac decît abonamente integrale. Costul unui exemplar 10 lei.

Cititorii din străinătate care doresc să se aboneze la revista E.E.A. — ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA şi AUTOMATICA se pot adresa Întreprinderii „ILEXIM“ — departamentul export-import presă — Bucureşti — Calea Griviţei nr. 64—66. P.O.B. — 2001. — Telex 01.12.26

Tiparul :
Întreprinderea poligrafică „Informaţia“
Bucureşti, str. Brezoianu nr. 23—25, cd. 1581

ÎNTREPRINDEREA

CONECT BUCUREȘTI

B-dul Dimitrie Pompei Nr. 10 — Sector 2; Tel. 887530 — Telex 10159 Cobuc

PRODUCE ELEMENTE DE CONECTARE ȘI COMUTARE ÎN EXECUȚIE:

— PROFESIONALĂ
— INDUSTRIALĂ
— BUNURI DE LARG CONSUM

● ELEMENTE DE CONECTARE

- Conectoare circulare
- Conectoare rectangulare
- Conectoare pentru montaj
- Conectoare pentru mașini-unelte
- Conectoare coaxiale
- Conectoare pentru audiofrecvență
- Conectoare pentru difuzor, pik-up și magnetofon
- Conectoare pentru alimentare de la surse exterioare
- Socluri pentru circuite integrate
- Socluri pentru tuburi electronice

● ELEMENTE DE COMUTARE

- Comutatoare:
  - — decadice
  - — rotative
  - — prin translație
  - — basculante
  - — claviatură
- Întrerupătoare de rețea
- Push-Button
- Dispozitive de comutare-afișare

● PIESE PENTRU INDUSTRIA ELECTRONICĂ

Piese extrudate, plăci spate TV, armături și suporți, butoane, piese turnate.

● SCULE ȘI DISPOZITIVE VERIFICATOARE

Ștanțe, matrițe injecție mase plastice, matrițe de turnat sub presiune, dispozitive, verificatoare, calibre.

● UTILAJE TEHNOLOGICE

- Instalație de degresat în solvenți organici
- Cărucioare spațiale pentru sarcini pe cîrlig pînă la 50 kg
- Mașini semiautomate de serigrafiat
- Mașini de nituit prin roluire ∅ 1 . . .10 mm
- Mașini de ștanțat și îndoit piese mici (tip BIHLER) de 3 și 6 tone forță
- Prese de banc manuale, pneumatice și electromagnetice.

● Prin specialiști de înaltă calificare, întreprinderea asigură produse și servicii de nivel calitativ foarte ridicat.

Isotimpex
51 CHAPAEV STR SOFIA, BULGARIA TELEX 22731 22732
CALCULATOARE
COMPONENTE
ENGINEERING

E 2040

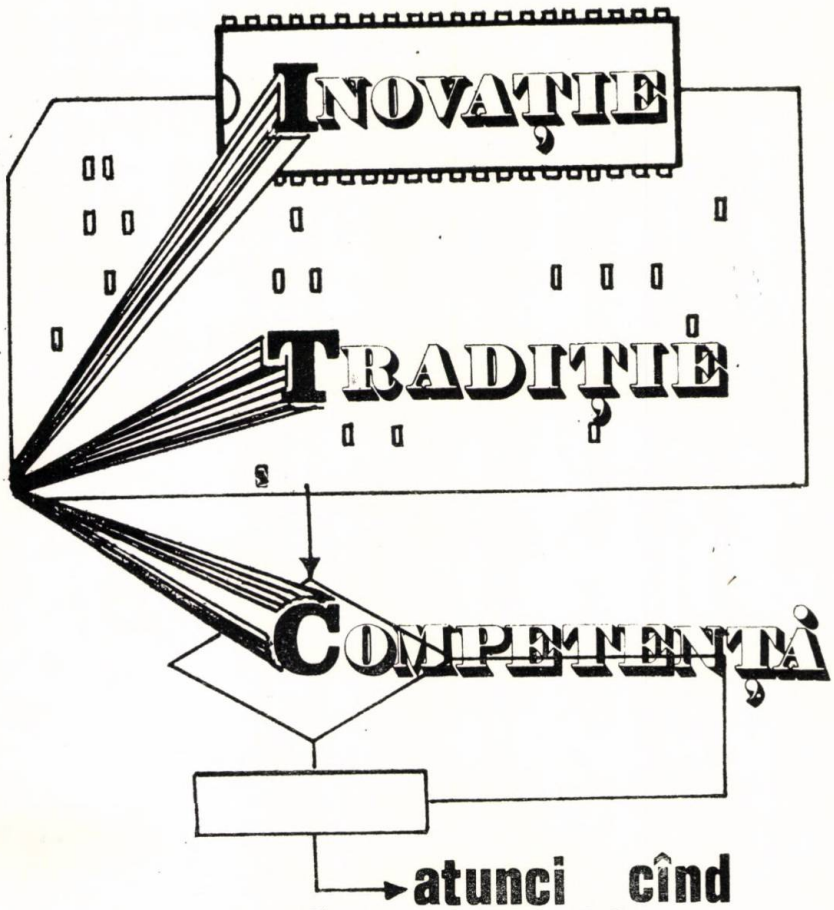
Energie

1986 JAN 14

REFERALVA

Electrotehnica Electronica Automatica

AUTOMATICA ŞI ELECTRONICA • BUCUREŞTI • ANUL 29 • NR. 4 • DECEMBRIE 1985



atunci cînd rezolvăm probleme ale activității dumneavoastră

Centrul de cercetare ştiinţifică, inginerie tehnologică şi producţie industrială pentru tehnica de calcul,

Filiala Cluj-Napoca

Str. Republicii Nr. 109
TELEFON: 951 — 16060

- Informaticienii noştri sînt un partener ideal pentru specialiştii în domeniul sistemelor de operare.
- Eficienţa programelor utilitare produse la noi ne preocupă permanent.
- Laboratoarele software realizează compilatoare pentru cele mai răspîndite limbaje de programare de nivel înalt.
- Inginerii noştri cu o bogată experienţă în domeniul sistemelor logice bazate pe microprocesoare şi în domeniul componentelor software pentru calculatoare vă pot acorda tot sprijinul.
- O preocupare cu tradiţie a specialiştilor noştri este implantarea ionică. Realizăm atît instalaţii de implantare ionică, cît şi structuri semiconductoare prin implantare.
- Între ultimele noastre preocupări intră informatica medicală, comanda numerică la maşini-unelte comanda roboţilor industriali.

ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ŞI AUTOMATICA

Anul 29 Nr. 4 decembrie 1985

AUTOMATICA ŞI ELECTRONICA

CUPRINS

CZ 007.52 :651.926.08

ROBOŢI INDUSTRIALI
COMANDĂ
FORŢĂ ŞI TRADUCTOARE

Blebea, I. ş.a. : **Sistemul de forţă şi de traductoare al robotului industrial REH-02.**

E.E.A. — **Automatica şi electronica 29,** nr. 4, dec 1985, p. 111

Articolul prezintă soluţiile de comandă în buclă închisă pe toate gradele de libertate ale robotului industrial REH-02, traductoare incrementale rotativi de poziţie şi modul de conexiune al robotului cu mediul exterior.

CZ 007.52 : 621.83

ROBOŢI INDUSTRIALI
CONSTRUCŢIE
ACŢIONARE

Albu, A. ş.a. : **Robotul industrial REH-02, arhitectură şi acţionare.**

E.E.A. — **Automatica şi electronica 29,** nr. 4, dec 1985, p. 117

În acest material se prezintă arhitectura generală a robotului industrial REH-02 şi soluţiile de acţionare cu amplificare hidrostatică cu servocomandă prin motoare electrice pas cu pas.

CZ 007.52 : 539.15 : 621.316

ROBOŢI INDUSTRIALI
SISTEM DE COMANDĂ
STRUCTURĂ

Căpăţînă, O. : **Structura subsistemului de comandă a robotului REH-02.**

E.E.A. — **Automatica şi electronica 29,** nr. 4, dec 1985, p. 125

După prezentarea criteriilor avute în vedere la alegerea structurii sistemului de comandă se analizează structura, funcţiile şi regimurile de funcţionare ale sistemului de comandă. Se pune în evidenţă flexibilitatea şi modularitatea structurii în ideea dezvoltării funcţiilor acestui sistem.

CZ 007.52 : 621.394

ROBOŢI INDUSTRIALI
TASTATURĂ PLANĂ
ASAMBLARE CODURI

Precup, E. ş.a. : **Tastatura unităţii de comandă a robotului REH-02.**

E.E.A. — **Automatica şi electronica 29,** nr. 4, dec 1985, p. 132

Lucrarea prezintă tastatura plană tip membrană realizată la I.T.C.-Cluj-Napoca, cu exemplificare pe tastatura unităţii de comandă a robotului REH-02.

CZ 007.52 : 621-756

ROBOT INDUSTRIAL
INTERPOLATOR DE MIŞCARE
COMANDĂ MOTOARE PAS CU PAS

Ciobotaru, D. : **Interpolatorul de mişcare.**

E.E.A. — **Automatica şi electronica 29,** nr. 4, dec 1985, p. 136

Se prezintă o parte din unitatea de comandă a robotului industrial REH-02 şi anume interpolatoarele de mişcare împreună cu subrutina de programare a lor.

CZ 007.52 : 001.02

ROBOŢI PROGRAMABILI

Felméri, P. : **Structura software a subsistemului de comandă al robotului industrial REH-02.**

E.E.A. — **Automatica şi electronica 29,** nr. 4, dec 1985, p. 140

În lucrare se face descrierea modulelor software ale subsistemului de comandă al robotului REH-02.

CZ 007.52

ROBOŢI INDUSTRIALI
AUTOTESTARE
SISTEM INCLUS

Căpăţînă, D. : **Sistem de testare a unităţii de comandă a robotului REH-02.**

E.E.A. — **Automatica şi electronica 29,** nr. 4, dec 1985, p. 144

Lucrarea descrie o modalitate de testare hard şi soft a unităţii de comandă a robotului.

CZ 007.52 : 001.12

ROBOŢI INDUSTRIALI
LIMBAJ
PROGRAMAREA ROBOŢILOR

Puşcă, M.V. : **Limbajul intermediar.**

E.E.A. — **Automatica şi electronica 29,** nr. 4, dec 1985, p. 147

Se prezintă limbajul de programare al roboţilor industriali din familia REH, limbaj construit pentru unitatea de comandă realizată la I.T.C. Filiala Cluj-Napoca.

CZ 007.52 : 621.83

ROBOŢI INDUSTRIALI
ACŢIONĂRI PAS CU PAS

Balaure, F. ş.a. : **Acţionări pas cu pas pentru roboţi industriali.**

E.E.A. — **Automatica şi electronica 29,** nr. 4, dec 1985, p. 153

În articol se prezintă principalele probleme care se ridică în ceea ce priveşte proiectarea sistemelor de acţionare pas cu pas pentru roboţi industriali. Avînd în vedere că în momentul actual acţionările pas cu pas trezesc un interes deosebit datorită preciziei, performanţelor dinamice superioare şi compatibilităţii cu sistemele de comandă numerice, lucrarea oferă unele soluţii originale privind acţionarea roboţilor industriali.

COMITETUL DE REDACŢIE

Prof. dr. doc. şt. tehn. ing. I. S. ANTONIU, membru coresp. al Academiei R. S. România ; prof. dr. ing. C. APETREI ; acad. dr. doc. şt. tehn. ing. A. AVRAMESCU ; ing. I. BATRÎNA ; dr. ing. C. BULUCEA ; dr. ing. V. BURNEA ; prof. dr. ing. V. CEOCEONICĂ ; prof. dr. doc. şt. tehn. ing. V. CORLĂŢEANU ; prof. dr. ing. T. DORDEA ; prof. dr. ing. M. DRĂGĂNESCU ; prof. dr. doc. şt. tehn. G. HORTOPAN ; ing. I. ILIESCU ; ing. V. LEFTER ; dr. ing. A. MILLEA ; prof. dr. doc. şt. tehn. ing. C. MOCANU ; prof. dr. ing. A. NICOLAIDE ; ing. A. POPA ; prof. dr. ing. S. PUŞCAŞU ; ing. M. SÎRBU ; dr. ing. VALERIUS STANCIU, redactor resp. adjunct ; dr. ing. FLORIN TEODOR TĂNĂSESCU, redactor responsabil.

Redactor rubrică : GRETA ANDREI
Redactor principal : VIORICA ANASTASESCU
Tehnoredactor : CORNELIA CRISTESCU

СОДЕРЖАНИЕ

УДК 007.52: 651.926.08

ПРОМЫШЛЕННЫЕ РОБОТЫ
УПРАВЛЕНИЕ
СИЛА И ДАТЧИКИ

Блебеа, И. и др.: **Система силы и датчиков промышленного робота типа РЕХ—02.**

Е.Е.А. — **Automatica şi electronica 29,** № 4, декабрь 1985 г., стр. 111

В статье представлены решения управления в замкнутой нетле на всех степенях свободы промышленного робота типа РЕХ-02, вращательные инкрементные позиционные датчики и модуль соединения робота с окружающей средой.

УДК 007.52: 621.83

ПРОМЫШЛЕННЫЕ РОБОТЫ
КОНСТРУКЦИЯ
ПРИВОД В ДЕЙСТВИЕ

Албу, А. и др.: **Промышленный робот типа РЕХ-02, конфигурация и привод в действие.**

Е.Е.А. — **Automatica şi electronica 29,** № 4, декабрь 1985 г., стр. 117

В этом материале представляется общая конфигурация промышленного робота типа РЕХ — 02 и решения привода в действие гидростатическим усилением с сервоуправлением на электрических шаговых двигателях.

УДК 007.52: 539.15: 621.316

ПРОМЫШЛЕННЫЕ РОБОТЫ
СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ
УСТРОЙСТВО

Кэпэцынэ, О.: **Устройство подсистемы управления роботом типа РЕХ-02.**

Е.Е.А. — **Automatica şi electronica 29,** № 4, декабрь 1985 г., стр. 125

После представления критерий, учетных при выборе устройства системы управления анализируется устройство, функции и режимы работы системы управления. Выявляется гибкость и модульная форма устройства для развития функций этой системы.

УДК 007.52: 621.394

ПРОМЫШЛЕННЫЕ РОБОТЫ
ПЛОСКАЯ КЛАВИАТУРА
СБОРКА КОДОВ

Прекуп, Е. и др.: **Клавиатура устройства управления робота РЕХ-02.**

Е.Е.А. — **Automatica şi electronica 29,** № 4, декабрь 1985 г., стр. 132

Работа представляет плоскую клавиатуру типа оболочки, изготовленную в **I.T.C.** — Клуж-Напока, с наглядным обьяснением на клавиатуре устройства управления роботом типа РЕХ-02.

УДК 007.52: 621-756

ПРОМЫШЛЕННЫЙ РОБОТ
ИНТЕРПОЛЯРИЗАТОР ДВИЖЕНИЯ
УПРАВЛЕНИЕ ШАГОВЫМИ ДВИГАТЕЛЯМИ

Чиоботару, Д.: **Интерполяризатор движения.**

Е.Е.А. — **Automatica şi electronica 29,** № 4, декабрь 1985 г., стр. 136

Представляется часть устройства урправления промышленным роботом типа РЕХ—02, а именно интерполяризаторы движения вместе с их поднавыком програмирования.

УДК 007.52: 001.12

ПРОГРАММИРУЕМЫЕ РОБОТЫ

Фелмери, П.: **Софтвари-модули подсистема управления промышленном роботом РЕХ-02.**

Е.Е.А. — **Automatica şi electronica 29,** № 4, декабрь 1985 г., стр. 140

В работе описывются софвари модули подсистема управления промышленном роботом РЕХ-02.

УДК 007.52

ПРОМЫШЛЕННЫЕ РОБОТЫ
САМОИСПЫТАНИЕ
ВСТРОЕННЫЕ СИСТЕМЫ

Кэпэцынэ, Д.: **Система испытаний устройства управления роботом типа РЕХ-02.**

Е.Е.А. — **Automatica şi electronica 29,** № 4, декабрь 1985 г., стр. 144

Работа описывает свойство испытания устройства управления роботом.

УДК 007.52: 001.12

ПРОМЫШЛЕННЫЕ РОБОТЫ
ЯЗЫК
ПРОГРАММИРОВАНИЕ РОБОТОВ

Пушкэ, М.В.: **Вспомогательный язык.**

Е.Е.А. — **Automatica şi electronica 29,** № 4, декабрь 1985 г., стр. 147

Представлен язык программирования промышленных роботов группы РЕХ, язык созданный для устройства управления, изготовленного и I.T.C., Филиал Клуж-Напока.

УДК 007.52: 621.83

ПРОМЫШЛЕННЫЕ РОБОТЫ
ШАГОВЫЕ ПРИВОДЫ В ДЕЙСТВИЕ

Балауре, Е. и др.: **Шаговые приводы для промышленных роботов.**

Е.Е.А. — **Automatica şi electronica 29,** № 4, декабрь 1985 г., стр. 153

С статье представлены основные вопросы относительно проектирования систем шагового привода в действие для промышленных роботов. Имея ввиду, что в настоящем времени шаговые приводы в действие вызывают особый интерес благодаря точности, высоким динамическим результатам и совместимости с численными системами управления, работа представляет некоторые оригинальные решения по приводу в действие промышленных роботов.

INHALT

DK 007.52 : 651.926.08

INDUSTRIEROBOTER
STEUERUNG
KRAFT UND GEBER

Blebea, I. u.a. : **Das Kraft – und Gebersystem des Industrieroboters REH-02.**

E.E.A. – **Automatica şi electronica 29,** nr. 4, dec 1985, S. 111

Die Arbeit beschreibt die Lösungen für die Steuerung in geschlossener Schleife auf allen Freiheitsgraden des Industrieroboters, REH-02, inkrementelle drehbare Positionsgeber und die Art der Verbindung des Roboters mit dem Aussenmedium.

DK 007.52 : 621.83

INDUSTRIEROBOTER
BAU
ANTRIEB

Albu, A. u.a. : **Der Industrieroboter REH-02, Bau und Antrieb.**

E.E.A. – **Automatica şi electronica 29,** nr. 4, dec 1985, S. 117

In diesem Material werden die allgemeine Architektur des Industrieroboters REH-02 und die Lösungen für den Antrieb mit hydrostatischer Verstärkung mit Servosteuerung durch elektrische Schrittmotoren dargestellt.

DK 007.52 : 539.15 : 621.316

INDUSTRIEROBOTER
STEUERSYSTEME
STRUKTUR

Căpăţînă, O. : **Die Struktur des Untersteuersystems des Roboters REH-02.**

E.E.A. – **Automatica şi electronica 29,** nr. 4, dec 1985, S. 125

Nach der Vorstellung der bei der Wahl der Struktur des Steuersystems berücksichtigten Kriterien werden die Struktur, die Funktionen und die Betriebsarten des Steuersystems analysiert. Es wird die Flexibilität und Modularität der Struktur für die Entwiclung der Funktionen dieses Systems zweckmässigerweise hervorgehoben.

DK 007.52 : 621.394

INDUSTRIEROBOTER
FLACHE TASTATUR
ZUSAMMENSTELLUNG VON CODEN

Precup, E. u.a. : **Die Tastatur der Steuereinheit des Roboters REH-02.**

E.E.A. – **Automatica şi electronica 29,** nr. 4, dec 1985, S. 132

Die Arbeit beschreibt die flache Tastatur Typ Membrane, die bei I.T.C. – Cluj-Napoca realisiert wurde, mit Exemplifizierung auf der Tastatur der Steuereinheit des Roboters REH-02.

DK 007.52 : 621-756

INDUSTRIEROBOTER
BEWEGUNGSINTERPOLIERVORRICHTUNG
STEUERUNG DER SCHRITTMOTORE

Ciobotaru, D. : **Die Bewegungsinterpoliervorrichtung.**

E.E.A. – **Automatica şi electronica 29,** nr. 4, dec 1985, S. 136

Es wird ein Teil der Steuereinheit des Industrieroboters REH-02 beschrieben ,u.zw. die Bewegungsinterpoliervorrich tungen zusammen mit der Unterroutine für deren Programmierung.

DK 007.52 : 001.02

PROGRAMMIERBARE ROBOTER

Felméri, P. : **Softwaresystem der Steuereinheit des Industrieroboters REH-02.**

E.E.A. – **Automatica şi electronica 29,** nr. 4, dec 1985, S. 140

In der Arbeit wird die softmodulen der Steuereinheit beschrieben.

DK 007.52

INDUSTRIEROBOTER
SELBSTRRUFÜNG
EINGESCHLOSSENES SYSTEM

Căpăţînă, D. : **Prüfsystem der Steuereinheit des Roboters REH-02.**

E.E.A. – **Automatica şi electronica 29,** nr. 4, dec 1985, S. 144

Die Arbeit beschreibt eine Art und Weise der hard – und soft – Prüfung der Steuereinheit des Roboters.

DK 007.52 : 001.12

INDUSTRIEROBOTER
SPRACHE
PROGRAMMIERUNG DER ROBOTER

Puşcă, M.V. : **Die intermediäre Sprache.**

E.E.A. – **Automatica şi electronica 29,** nr. 4, dec 1985, S. 147

Es wird die Programmierungssprache der Industrieroboter aus der Familie REH dargestellt, eine Sprache, die für die von I.T.C., Filiale Cluj-Napoca realisierte Steuereinheit gebaut wurde.

DK 007.52 : 621.83

INDUSTRIEROBOTER
SCHRITTANTRIEBE

Balaure, E. u.a. : **Schrittantriebe.**

E.E.A. – **Automatica şi electronica 29,** nr. 4, dec 1985, S. 153

In der Arbeit werden die Hauptfragen dargestellt, die bezugnehmend auf den Entwurf der Schrittantriebe für Industrieroboter aufgeworfen werden. In Betracht ziehend, dass z. Zt. die Schrittantriebe ein besonderes Interesse erweeken, dank der Genauigkeit den ausgezeichneten dynamischen Grenzwerten und der Kompatibilität mit den numerischen Steuersystemen, bietet die Arbeit einige originelle Lösungen für den Antrieb der Industrieroboter.

CONTENTS

DC 007.52 : 651.926.08

INDUSTRIAL ROBOTS
CONTROL
POWER AND TRANSLATORS

Blebea, I. and others : **Power and translator system of the REH-02 industrial robot.**

E.E.A. — **Automatica şi electronica 29,** nr. 4, dec 1985 p. 111

This paper presents the closed-loop control solutions of the REH-02 industrial robot concerning all the degrees of its free travelling, position rotative incremental translators and the robot connection a mode with the outer environment.

DC 007.52 : 621.83

INDUSTRIAL ROBOTS
CONFIGURATION
OPERATION

Albu, A. and others : **REH-02 industrial robot, configuration and operation.**

E.E.A. — **Automatica şi electronica 29,** nr. 4, dec 1985, p. 117

REH-02 industrial robot overall configuration and the operation solutions with hydrostatic gain with servo-operation by step-by-step electric motor are presented by this stuff.

DC 007.52 : 539.15 : 621.316

INDUSTRIAL ROBOTS
OPERATION SYSTEMS
STRUCTURE

Căpăţină, O. : **REH-02 robot operation subsystem structure.**

E.E.A. — **Automatica şi electronica 29,** nr. 4, dec 1985, p. 125

After introducing the criteria for selecting the operation system structure, the structure, functions and functioning modes of the operation system are presented. The structure flexibility and modularity are emph-sized for the extension of this system functions.

DC 007.52 : 621.394

INDUSTRIAL ROBOTS
FLAT KEYBOARD
CODE ASSEMBLING

Precup, E. and others : **REH-02 robot operatio unit keyboard.**

E.E.A. — **Automatica şi electronica 29,** nr. 4, dec 1985, p. 132

This paper contains the membrane-type flat keyboard manufacturated at I.T.C. Cluj-Napoca, exemplified on the REH-02 robot operation system keyboard.

DC 007.52 : 621.756

INDUSTRIAL ROBOT
MOVEMENT INTERPOLATOR
STEP-BY-STEP MOTOR OPERATION

Ciobotaru, D. : **Movement interpolator.**

E.E.A. — **Automatica şi electronica 29,** nr. 4, dec 1985, p. 136

A section of the REH-02 industrial robot operation unit, namely the movement interpolators with their subroutines is presented.

DC 007.52 : 601.02

PROGRAMMABLE ROBOTS

Felméri, P. : **Software structure of the REH-02 industrial robot.**

E.E.A. — **Automatica şi electronica 29,** nr. 4, dec 1985, p. 140

This paper describes the software modules of the REH-02 industrial robot.

DC 007.52

INDUSTRIAL ROBOTS
AUTOTEST
CLOSED SYSTEM

Căpăţină, D. : **Test system of the REH-02 robot operation unit.**

E.E.A. — **Automatica şi electronica 29,** nr. 4, dec 1985, p. 144

This paper describes a hard and soft test mode of the robot operation unit.

DC 007.52 : 001.12

INDUSTRIAL ROBOTS
LANGUAGE
ROBOT PROGRAMMING

Puşcă, M. V. : **Intermediate language.**

E.E.A. — **Automatica şi electronica 29,** nr. 4, dec 1985, p. 147

Industrial robot programming language of the REH family is presented, the language is built for the operation unit realized at I.T.C. Cluj-Napoca.

DC 007.52 : 621.83

INDUSTRIAL ROBOTS
STEP-BY-STEP ACTION

Balaure, E. and others : **Step-by-step actions.**

E.E.A. — **Automatica şi electronica 29,** nr. 4, dec 1985, p. 153

This paper presents the main problems that appear as for the step-by-step action systems design for industrial robots. Considering that now the step-by-step actions stir a special interest because of their precision, high dinamic performances and their compatibility with numerical operation systems, this paper offers some new solutions concerning the industrial robot action.

SOMMAIRE

CD 007.52 : 651.926.08

ROBOTS INDUSTRIELS
COMMANDE
FORCE ET TRADUCTEURS

Blebea, I. ş.a. : **Système de force et de traducteurs du robot industriel REH-02.**

E.E.A. — **Automatica şi electronica 29**, nr. 4, dec 1985, p. 111

L'article présente les solutions de commande en boucle fermée dans tous les degrès de liberté du robot industriel REH-02, traducteurs incrémentals rotatifs de position et la manière de connexion du robot avec le milieu environnant

---

CD 007.52 : 621.83

ROBOTS INDUSTRIELS
CONSTRUCTION
ACTIONNEMENT

Albu, A. ş.a. : **Robot industriel REH-02, configuration et actionnement.**

E.E.A. — **Automatica şi electronica 29**, nr. 4, dec 1985, p. 117

Ce matériel présente la configuration générale du robot industriel REH-02 et les solutions d'actionnement par amplification hydrostatique à servo-commande par moteurs electriques pas à pas.

CD 007.52 : 539.15 : 621.316

ROBOTS INDUSTRIELS
SYSTÈMES DE COMMANDE
STRUCTURE

Căpăţină, O. : **Structure du système de commande du robot REH-02.**

E.E.A. — **Automatica şi electronica 29**, nr. 4, dec 1985, p. 125

Après la présentation des critères utilisés ou choix de la structure du système de commande, on analyse la structure, les fonctions et les régimes de fonctionnement du système de commande. On met en evidence la flexibilité et la modularité de la structure dans le but du développement des fonctions de ce système.

CD 007.52 : 621.304

ROBOTS INDUSTRIELS
CLAVIER PLAN
ASSEMBLAGE CODES

Precup, E. ş.a. : **Clavier de l'unité de commande du robot REH-02.**

E.E.A. — **Automatica şi electronica 29**, nr. 4, dec 1985, p. 132

L'ouvrage présente le clavier plan type membrane réalisé à I.T.C. Cluj-Napoca, avec exemplificaton sur le clavier de l'unité de commande du robot REH-02.

CD 007.52 : 621.756

ROBOT INDUSTRIEL
INTERCLASSEUSE DE MOUVEMENT
COMMANDE MOTEURS PAS À PAS

Ciobotaru, D. : **L'interclasseuse de mouvement.**

E.E.A. — **Automatica şi electronica 29**, nr. 4, dec 1985, p. 136

On présente une partie de l'unité de commande du robot industriel REH-02, c'est-à-dire les interclasseuses de mouvement avec leurs sous-routine de programmation.

CD 007.52 : 001.02

ROBOTS PROGRAMMABLES

Felméri, P. : **Module software du sous-système de comande du robot industriel REH-02.**

E.E.A. — **Automatica şi electronica 29**, nr. 4, dec 1985, p. 140

L'ouvrage présente la description de module software du sous-système de commande du robot industriel REH-02.

CD 007.52

ROBOTS INDUSTRIELS
AUTOTEST
SYSTHEME INCLUS

Căpăţină, D. : **Système d'essai de l'unité de commande du robot REH-02.**

E.E.A. — **Automatica şi electronica 29**, nr. 4, dec 1985, p. 144

L'ouvrage décrit une manière d'essai hard et soft de l'unité de commande du robot.

CD 007.52 : 001.12

ROBOTS INDUSTRIELS
LANGAGE
PROGRAMMATION DES ROBOTS

Puşcă, M. V. : **Langage auxiliaire.**

E.E.A. — **Automatica şi electronica 29**, nr. 4, dec 1985, p. 147

On présente le langage de programmation des robots industriels de la famille REH, langage réalisé pour l'unité de commande réalisée à I.T.C. — Filiale Cluj-Napoca.

CD 007.52 : 621.83

ROBOTS INDUSTRIELS
ACTIONNEMENT PAS À PAS

Balaure, E. ş.a. : **Actionnement pas à pas.**

E.E.A. — **Automatica şi electronica 29**, nr. 4, dec 1985, p. 153

L'article présente les principaux problèmes existants en ce qui concerne la projection des systèmes d'actionnement pas à pas par robots industriels. En tenant compte qu'on manifeste un intérêt particulier pour les actionnements pas à pas, grâce à leur précision, aux performances dynamiques supérieures et à leur compatibilité avec leurs systèmes de commande numériques, l'ouvrage offre quelques solutions originales concernant l'actionnement des robots industriels.

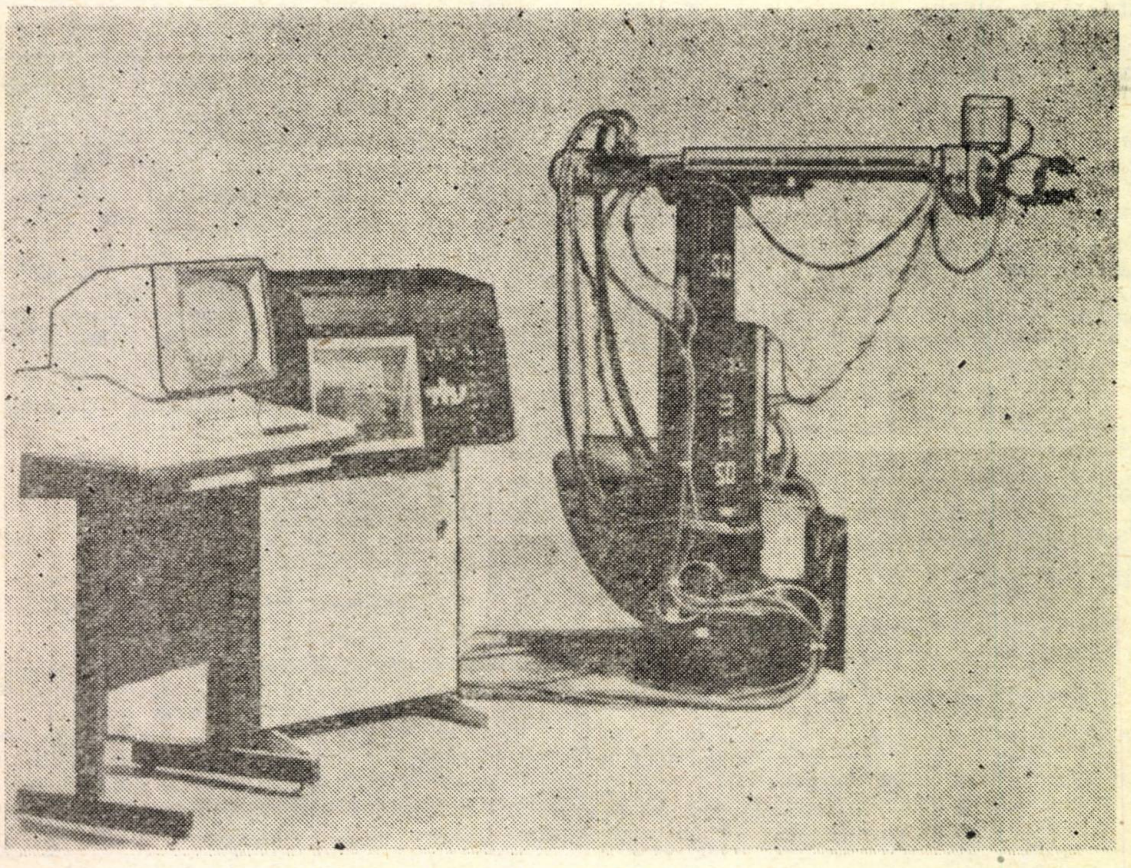
ROBOTUL INDUSTRIAL ELECTROHIDRAULIC R.E.H.-02

Realizat de : Institutul Politehnic Cluj-Napoca,
Facultatea de mecanică
Catedra de tehnologia construcţiei de maşini
Str. Emil Isac Nr. 15
Cluj-Napoca, Telefon 34565

Colaboratori : Institutul de tehnică de calcul — Filiala Cluj-Napoca.

Destinaţia : Automatizarea servirii cu semifabricate a maşinilor-unelte cu comandă numerică organizate în celule flexibile de fabricaţie.

Date tehnice :
- sarcini utile : 20 kg
- numărul gradelor de libertate : 5
- precizia de poziţionare : ±0,25 mm
- acţionarea : hidraulic servocomandat
- Comanda : PTP, în buclă închisă pe toate gradele de libertate prin microcalculator specializat.



ELECTROTEHNICA,
ELECTRONICA ŞI AUTOMATICA
ORGAN AL MINISTERULUI INDUSTRIEI ELECTROTEHNICE

Automatica şi electronica nr. 4

CZ 007.52 : 651.926.08

ROBOŢI INDUSTRIALI
COMANDĂ
FORŢĂ ŞI TRADUCTOARE

Sistemul de forţă şi de traductoare al robotului industrial REH—02

IOAN BLEBEA*, JULIETA ZAHARIA ** — CLUJ-NAPOCA

1. Introducere

Roboţii industriali sînt prin excelenţă sisteme cu o dinamică grea, în sensul că un robot este cu atît mai performant cu cît la o greutate proprie mică poate învinge şi manipula sarcini cît mai mari la viteze şi acceleraţii ridicate în condiţiile de precizie impuse.

Robotul industrial fiind implementat în cadrul unei celule flexibile de fabricaţie automată, la care poziţia semifabricatelor ce trebuiesc manipulate, precum şi a dispozitivelor de fixare-bazare ale maşinilor-unelte, este strict determinată în spaţiul de lucru al robotului, orice abatere de la valoarea curselor programate conduce la „ieşirea" robotului din parametrii de precizie precum şi la posibilitatea apariţiei unei avarii a sistemului. Un robot industrial pentru a putea începe corect un ciclu este necesar să posede pe toate gradele de libertate cîte o origine, faţă de care sistemul de comandă să „cunoască" în permanenţă poziţia fiecărui element mobil.

Faţă de sarcinile de manipulare şi forţele cunoscute, în cazul roboţilor industriali mai pot apare forţe perturbatoare neprevăzute care în cazul sistemelor deschise pot produce deplasări relative, „necunoscute" de sistemul de comandă.

În cazul acţionării, sau servocomenzii cu motoare electrice pas cu pas forţele perturbatoare pot conduce la fenomenul de „pierdere de paşi" chiar cînd sistemul de comandă asigură aducerea motoarelor la frecvenţa de regim prin accelerare lentă, precum şi scoaterea lor din regim prin decelerare. În cazul sistemelor deschise „pierderea de paşi" conduce la erori ale valorii curselor care se pot cumula de la un ciclu la altul, ajungîndu-se la imprecizia poziţionării semifabricatelor şi la necesitatea întreruperii funcţionării robotului.

Conexiunea cu mediul exterior este un criteriu important de apreciere a clasei robotului. În acest context prin mediul exterior înţelegem: evenimentele cu care se cere o strictă sincronizare, sau cele care condiţionează desfăşurarea ulterioară a programului de lucru, sau evenimentele care relevă starea maşinilor-unelte din celula de fabricaţie servită de robot.

Legăturile cu exteriorul ale robotului REH-02 sînt realizate din punct de vedere hard cu optocuploare, relee miniatură şi mărci tensometrice, iar din punct de vedere soft prin 3 instrucţiuni din limbajul intermediar al robotului. Două din aceste instrucţiuni se referă la conexiunile realizate prin optocuploare, sau relee miniatură, iar cea de a treia, dă posibilitatea operatorului uman să intervină în momente precizate prin program în modul automat de lucru.

2. Descrierea sumară a buclei de reglare

În figura 1 se prezintă schema bloc de comandă a acţionării în buclă închisă pentru toate gradele de libertate ale robotului industrial REH-02. Constituirea buclei închise este exemplificată pentru două din cele 5 grade de libertate ale robotului şi anume: modulul rotaţiei de bază şi modulul de deplasare verticală, celelalte fiind constituite în mod similar.

Elementele buclelor de reacţie sînt formate din traductoarele incrementale rotative TIR-X, TIR-Y...TIR-V, numărătoarele sincrone reversibile de 16 biţi NSR X...NSR V (4×4193),

* Institutul politehnic Cluj-Napoca.
** Institutul pentru tehnica de calcul — Filiala Cluj-Napoca.

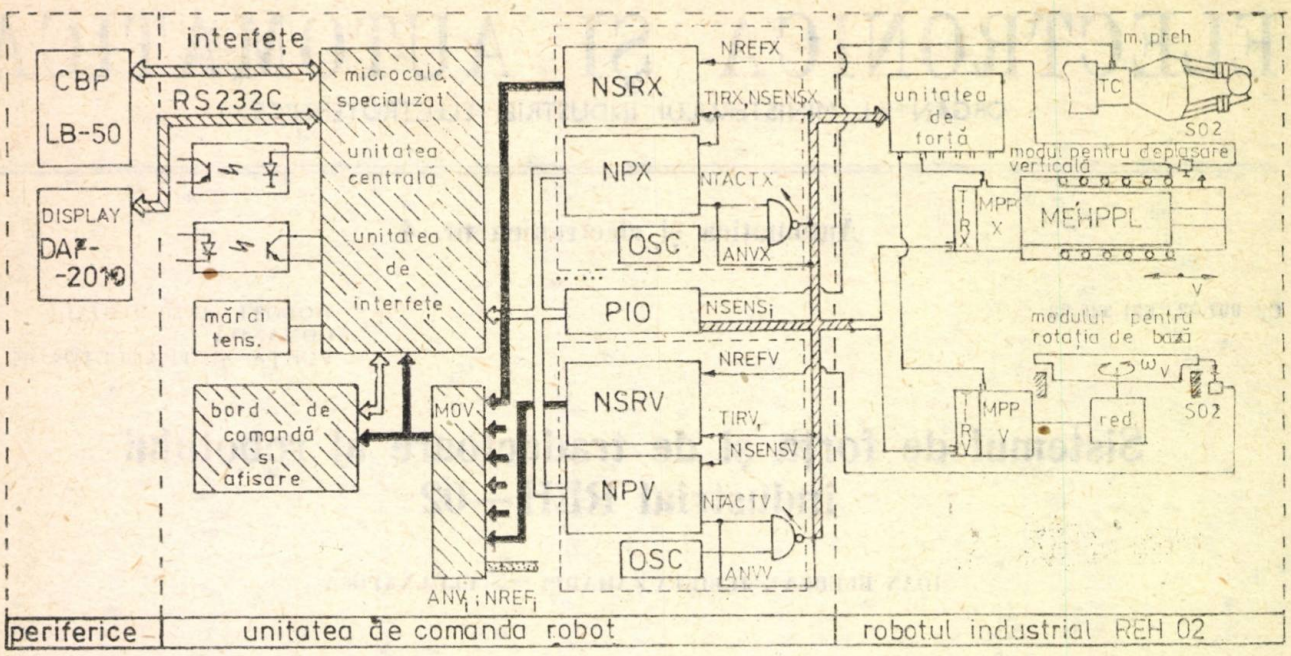


Fig. 1. Schema-bloc de comandă a acţionării.

numărătoarele programabile (8253) şi de sesizorii de origine ai gradelor de libertate SO1... SO5.

În momentul punerii în funcţiune a robotului, unitatea centrală UCR prin intermediul unităţii de forţă UFR, comandă rotaţia motoarelor MPP X...MPP V pînă cînd fiecare sesizor de origine SO1...SO5 confirmă atingerea poziţiei „ZERO" al axei respective, prin semnalele NREF X...NREF V, moment în care fiecare motor este oprit, avînd loc iniţializarea robotului, numărătoarele NSR X...NSR V fiind şterse.

Comanda de poziţionare constă în înscrierea în numărătoarele programabile a valorii numărului de paşi ce trebuie executaţi. Mişcarea este sesizată de traductoarele de deplasare TIR X... TIR V, care fiind incluse în buclă trimit un număr de impulsuri corespunzătoare valorii curselor efectuate.

Numărătoarele NPX...NPV îşi decrementează valoarea, iar la atingerea valorii zero opreşte trenul de impulsuri spre motorul electric pas cu pas aferent.

2.1. Traductoarele incrementale rotative

Traductorul incremental rotativ a cărui schemă de principiu este redată în figura 2, are la bază un sistem optic de transformare a rotaţiei rotorului lui solidar cu axul rotorului motorului electric pas cu pas într-un „tren" de impulsuri logice, numărul acestora reprezentînd valoarea totală a rotaţiei exprimată în paşi,

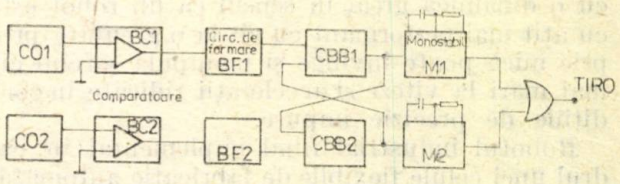


Fig. 2. Schema de principiu a traductorului incremental rotativ.

unghiulari α_1, ce constituie constanta traductorului.

Pe periferia discului rotorului traductorului sînt dispuse două şiruri de orificii echidistante formînd cele două piste de citire. Sînt două şiruri de orificii pentru a avea o rezoluţie acceptabilă; capetele de citire optice fiind în relaţie de SAU, ansamblul este echivalent cu un singur şir de orificii şi cu un singur cap de citire cu rezoluţie dublă.

Semnalele electrice alternante ale celor două optocuploare CO1 şi CO2 sînt preformate în blocul de comparare BC1,2 (realizat cu amplificator operaţional 3900) şi din nou formate în impulsuri de lăţime constantă în blocul formator BF 1,2.

Circuitele basculante CBB 1 şi 2 au rolul de validare succesivă a celor două piste şi eliminarea posibilităţii de a trece spre ieşire impulsuri false ca urmare a faptului că rotorul motorului electric pas cu pas, pe care este solidar rotorul traductorului, prezintă oscilaţii torsionale.

Notînd cu „a" amplitudinea primei oscilaţii, condiţiile ce trebuiesc satisfăcute pentru a nu

apare impulsuri false pe lanţul unei aceleiaşi piste, conform figurii 3, sînt date de sistemul de inecuaţii :

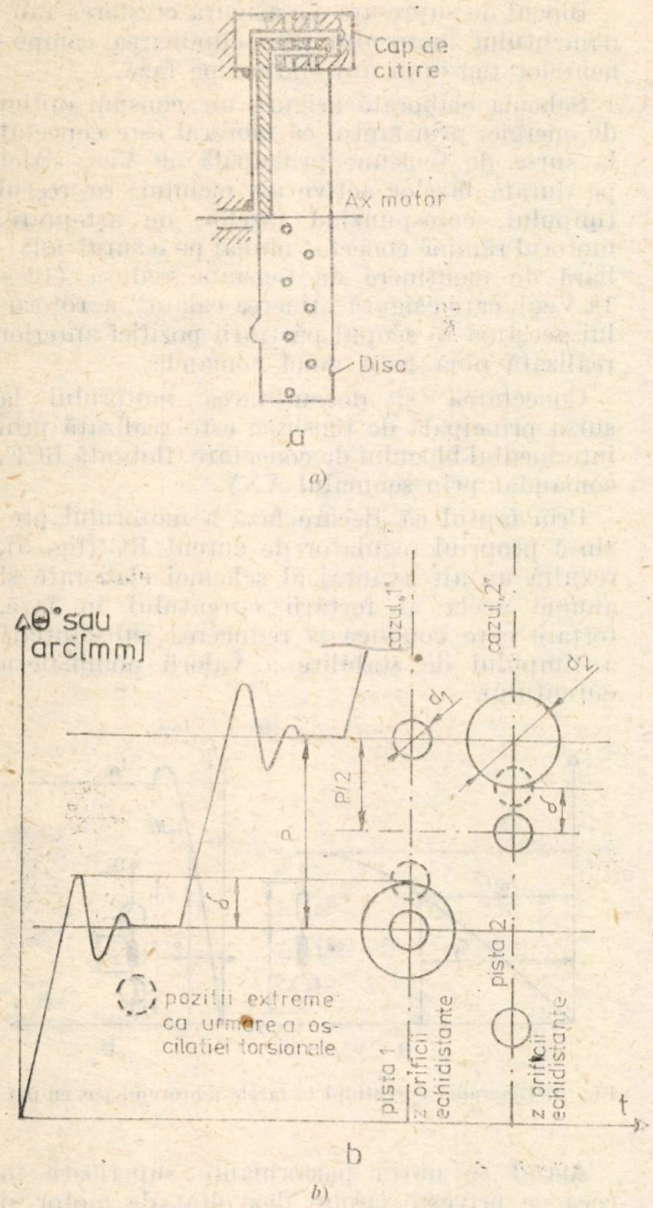


Fig. 3. Configuraţii ale traductorului.

$$d_2 \geqslant 2\delta \tag{1}$$

$$z \leqslant \frac{\pi \cdot D}{d_2 + 2\delta}. \tag{2}$$

Prima inecuaţie se referă la cazul „1" cînd un orificiu al discului traductorului se află şi oscilează în jurul centrului orificiului capului de citire, iar a doua relaţie se referă la cazul „2" cînd un orificiu al discului se află şi oscilează între două orificii ale capului de citire.

Mărimile din relaţiile (1) şi (2) au următoarele semnificaţii :

δ — amplitudinea liniară a primei oscilaţii torsionale a rotorului motorului electric pas cu pas, măsurată pe cercul de diametru D al rotorului traductorului :

$d1$ — diametrul orificiilor discului traductorului ;

$d2$ — diametrul orificiilor capului de citire ;

Z — numărul de orificii a fiecărei piste a discului traductorului.

În stabilirea condiţiilor 1 şi 2 s-a avut în vedere, că în cazurile poziţiilor extreme ale orificiilor $d1$ ale discului traductorului, chiar dacă fluxul luminos se reduce sub limita sensibilizării sistemului optoelectronic pe pista 1 (cazul „1") şi fototranzistorul aferent se blochează, pe pista 2 (cazul „2") nu sînt încă îndeplinite condiţiile de flux luminos suficient de intens pentru a putea introduce în conducţie fototranzistorul aferent.

Ţinînd seama şi de distanţa între sursă de lumină şi fototranzistorii aflaţi în dreptul orificiilor de diametru $d2$ ale capului de citire, pentru ca iluminarea să se facă în condiţii bune se recomandă ca $d1 = (0{,}5 \div 0{,}7)\ d2$.

Rolul circuitelor basculante bistabile amintite anterior este tocmai acela de a bloca citirea pe una din piste, după ce s-a citit primul impuls, considerat ca pas real efectuat, din acest moment sistemul optic fiind pregătit a citi de asemenea numai primul impuls al pistei următoare şi aşa mai departe.

În continuare schema prezentată în figura 2 cuprinde blocul monostabilelor $M_{1,2}$ care are scopul de a livra impulsuri de o anumită durată care însumate apoi constituie semnalul util de ieşire al traductorului.

Prin montarea rotorului traductorului solidar cu axul motorului s-a obţinut o construcţie monobloc compactă, soluţie care prezintă avantajul că se elimină posibilitatea unor erori între cele două elemente.

3. Unitatea de forţă

Performanţele unui sistem robotic acţionat cu motor electric pas cu pas şi amplificat hidrostatic, sau acţionat direct, depinde în principal de două elemente la fel de importante şi anume :

— motorul propriu-zis, prin caracteristicile sale definitorii ca : unghiul de pas, cuplul motor maxim, frecvenţa de start, stop, frecvenţa limită de sincronism, frecvenţa de rezonanţă mecanică etc.

— schema de comandă (unitatea de forţă) a motorului, schemă care cuprinde blocurile de distribuţie şi amplificare în putere pe faze a semnalelor de tact. De modul de distribuţie a semnalelor pe faze, de tipul

sursei de tensiune care conferă amplificarea în putere, precum şi de timpul de stabilire la valoarea nominală a curentului în faze, depinde în aceeaşi măsură performanţele întregului sistem de acţionare.

În figura 4 este redată schema bloc a unităţii de forţă a robotului REH-02 compusă din 6 subunităţi identice $SU_X \ldots SU_V$ la care sînt conectate cele 6 motoare electrice pas cu pas ce pot echipa sistemul de acţionare al robotului.

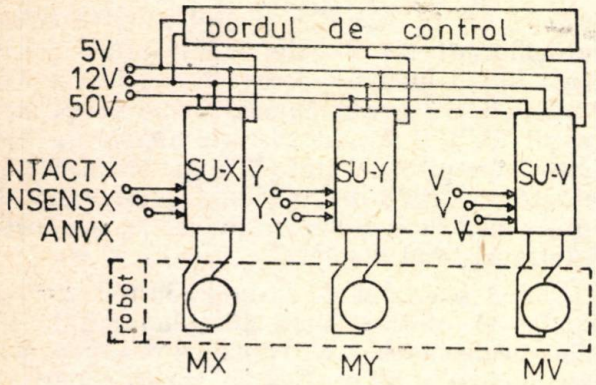


Fig. 4. Schema-bloc a unităţii de forţă.

Legătura unităţii de forţă cu sistemul de comandă este asigurată de o magistrală de comenzi unidirecţională formată din 3 × 6 linii prin care se transmit pentru fiecare motor: tactul (NTACT), sensul de rotaţie (NSENS), şi un semnal de comutare, ANV, al sursei de alimentare.

Schema pe blocuri a unei subunităţi este redată în figura 5 din care rezultă:

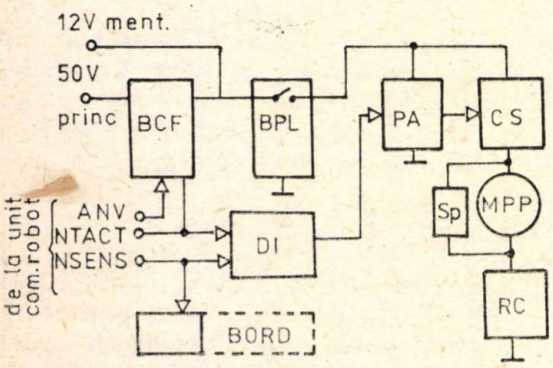


Fig. 5. Schema-bloc a acţionării unui motor pas cu pas.

Fiecare fază a motorului electric pas cu pas este conectată pe de o parte la blocul contactoarelor statice CS şi pe de altă parte prin intermediul regulatoarelor de curent RC la masă.

Blocul preamplificatoarelor PA au rolul pilotării tranzistorilor de putere de pe fiecare fază, tranzistori ce formează blocul contactoarelor statice, prin introducerea acestora în conducţie conform succesiunii date de distribuitorul de impulsuri DI, comandat prin cele două semnale NTACT şi NSENS.

Blocul de supresare *Sp* asigură creşterea randamentului motorului prin eliminarea componentelor tensiunii autoinduse pe faze.

Schema elaborată asigură un consum optim de energie, prin faptul că motorul este conectat la sursa de tensiune principală 50 Vcc, strict pe durata fazelor active ale ciclului. În restul timpului, corespunzînd fazelor de aşteptare, motorul rămîne conectat numai pe o sursă auxiliară de menţinere de tensiune redusă (12—14 Vcc), care asigură „ţinerea calată" a rotorului acestuia în scopul păstrării poziţiei anterior realizată pînă la o nouă comandă.

Conectarea şi deconectarea motorului la sursa principală de tensiune este realizată prin intermediul blocului de conectare flotantă BCF, comandat prin semnalul ANV.

Prin faptul că fiecare fază a motorului prezintă propriul regulator de curent RC (fig. 5), rezultă un alt avantaj al schemei elaborate şi anume acela al forţării curentului în faze, forţare care conduce la reducerea substanţială a timpului de stabilire a valorii nominale a curentului.

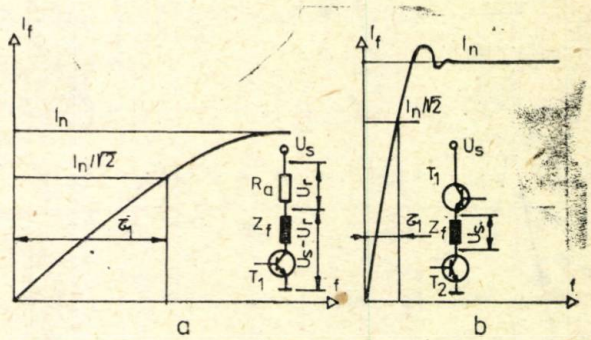


Fig. 6. Diagrama curentului în fazele motorului pas cu pas.

Astfel se obţin performanţe superioare în ceea ce priveşte cuplul dezvoltat de motor şi frecvenţa maximă. În figura 6 se redă modul de creştere a valorii curentului în fazele motorului în varianta clasică, simplă, fără forţare de curent (fig. 6a), şi în varianta adoptată de autori respectiv cu forţarea curentului în faze (fig. 6b).

Din analiza figurii 7 rezultă că în funcţie de variaţia frecvenţei de tact se disting 3 faze pe durata unui timp activ t_{aj} şi anume:

— accelerarea, pe durata t_{acc}, decelerarea pe durata t_{decc} şi rotaţia la frecvenţa de regim constantă, astfel încît relaţia timpilor este:

$$t_{aj} = t_c + t_{acc} + t_{decc}. \quad (3)$$

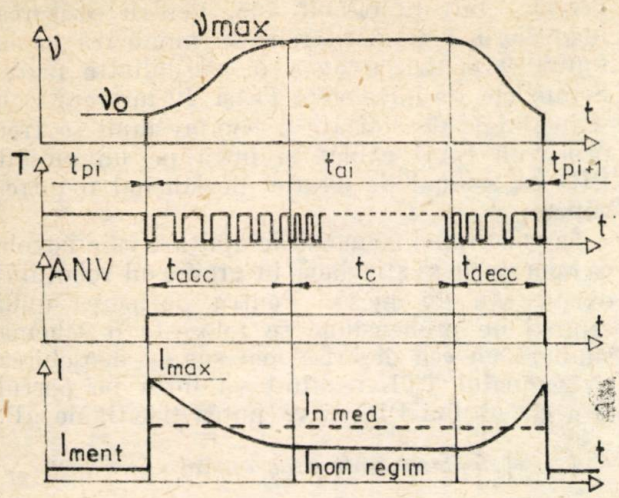


Fig. 7. Diagrama de accelerare a motorului pas cu pas.

Sursa principală de tensiune (50 Vcc) este conectată la motor prin semnalul ANV în momentul sosirii primului tact şi rămîne astfel pe toată durata fazei active t_{aj}.

$$t_{ANV} = t_{aj}. \tag{4}$$

Fazele active ale modulului sînt alternate de faze pasive (de aşteptare) t_{pi}, t_{pi+1} etc., care în mod normal în cazul aplicaţiilor robotice în cadrul unor celule flexibile de fabricaţie au rapoartele :

$$K_a = \frac{\sum_{j=1}^{n=1} t_{aj}}{t_{tc}} \tag{5}$$

$$K_p = \frac{\sum_{i=1}^{n} t_{pi}}{t_{tc}}. \tag{6}$$

Ka şi *Kp* reprezintă rapoartele de timpii a fazelor active, respectiv a fazelor pasive (de aşteptare) faţă de timpul total t_{tc} al ciclului robotului.

Avînd în vedere valoarea curentului mediu prin motor funcţie de frecvenţă pe durata unei faze active, precum şi funcţie de tipul fazei (activă sau pasivă), rezultă un consum energetic deosebit de favorabil.

Energia totală absorbită de motor pe timpul unui ciclu se poate exprima cu relaţia :

$$E_t = U_s \cdot \left(I_{n_{med}} \cdot \sum_{j=1}^{n=1} t_{aj} \right) + U_m \cdot \left(I_m \sum_{i=1}^{n} t_{pi} \right) \tag{7}$$

în care $I_{n_{med}}$ şi I_m sînt valorile curenţilor nominali de regim şi respectiv de menţinere, iar U_s şi U_m sînt tensiunile sursei principale şi respectiv a celei de menţinere.

Notînd cu λ raportul curenţilor :

$$\lambda = \frac{I_m}{I_{n_{med}}} \tag{8}$$

şi cu α raportul tensiunilor :

$$\alpha = \frac{U_m}{U_s} \tag{9}$$

rezultă expresia energiei absorbite pe fazele active ale ciclului faţă de energia totală :

$$E_a = \frac{E_t}{1 + \frac{K_p}{K_a} \cdot \alpha \cdot \lambda}. \tag{10}$$

Avînd în vedere valorile practice ale coeficienţilor :

$$K_p = 0{,}6 - 0{,}8$$

$$K_a = 0{,}2 - 0{,}4$$

$$\lambda = 0{,}24 - 0{,}4$$

$$\alpha = 0{,}2 - 0{,}25$$

valori confirmate din rezultatele cercetărilor efectuate de autori, în implementarea roboţilor industriali REH-01 şi REH-02, se ajunge la valori deosebit de avantajoase ale energiei fazelor active.

$$E_a = (0{,}7 - 0{,}85)\, E_t. \tag{11}$$

4. Optocuploare

Cele 16 optocuploare, ROL 61, care realizează conexiunea sînt legate conform schemei din figura 8, 8 organizate ca intrări şi 8 ca ieşiri la un circuit PIO. Semnalele de intrare reprezintă starea maşinilor-unelte (pornit, oprit, alimentate, program în curs etc.) a benzilor transportoare şi a meselor indexate. Semnalele de ieşire reprezintă comenzi pentru maşinile-unelte, benzile transportoare şi mesele indexate.

4.1. Mărcile tensometrice

Mărcile tensometrice sînt folosite ca senzori ai momentelor de torsiune, compresiune, întindere, prehensiune, care apar în braţul robotului. Semnalul cules este convertit în semnal TTL şi trimis pe un port de intrare a unui circuit PIO. Pentru aceasta mărcile sînt plasate într-o schemă de sesizare în punte

(fig. 9). Semnalul rezultat intră într-un comparator 2711. Din rezistenţele R' se reglează tensiunea U_{prag} peste care vom avea semnal la ieşirea din comparator. Apoi semnalul este

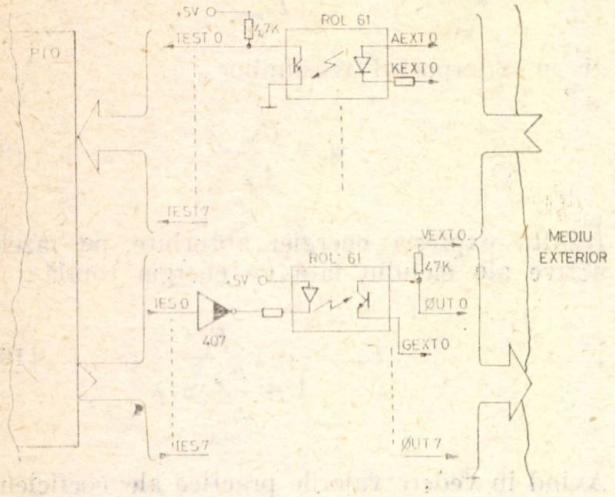


Fig. 8. Schema de conectare a optocuplorului.

inversat într-un circuit 405. Pentru sesizarea încovoierii 1 şi 2, mărcile se montează ca în figura 9 pentru a avea o sensibilitate mare. Semnalele de încovoiere $I1$ şi $I2$ împreună cu semnalul C de sesizare a compresiunii se trec printr-un SAU cablat şi intră pe un circuit PIO ca semnal de avarie, declanşînd o întrerupere.

În cazul unei comenzi de apucare este nevoie ca operatorul să ştie dacă în greifer-ul robotului există sau nu piesă. Pentru obţinerea unui semnal de prehensiune se foloseşte o schemă similară cu cea descrisă mai sus cu deosebirea că semnalul TTL rezultat va intra pe portul B a circuitului PIO şi va putea fi citit de μP.

4.2. Aşteptarea soft programată

Un alt gen de conexiune cu mediul exterior, realizat numai soft dă posibilitatea operatorului uman să intervină în activitatea robotului în anumite momente preprogramate. Este vorba de o instrucţiune în limbaj intermediar

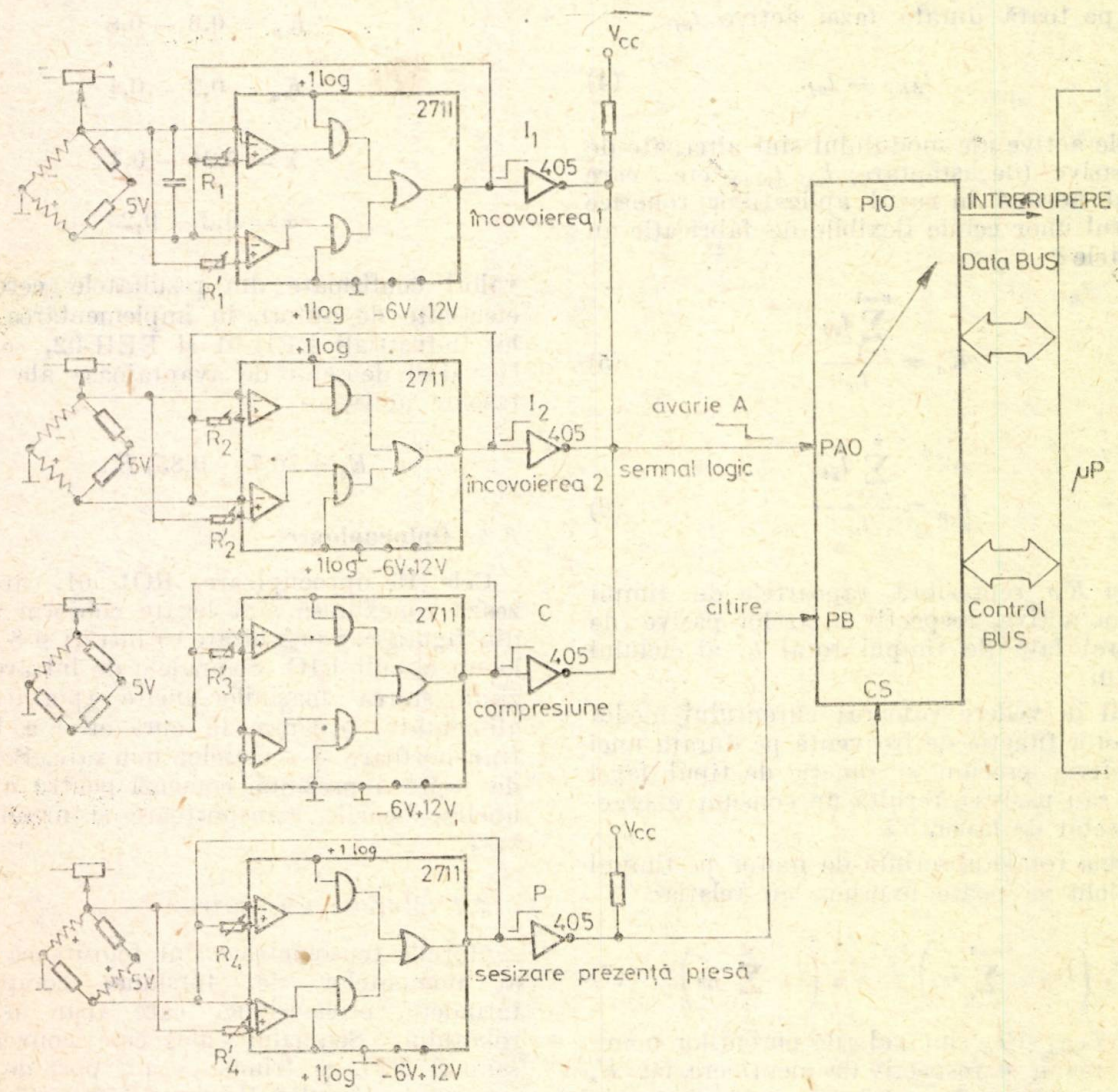


Fig. 9. Schema de conectare a mărcilor tensometrice.

la întîlnirea căreia unitatea de comandă a robotului intră într-o stare de aşteptare din care poate fi scoasă numai de operator prin apăsarea tastei CONT de pe bordul de comandă şi afişare.

Această instrucţiune poate fi inserată în programul principal atunci cînd există probabilitatea apariţiei unor evenimente neprevăzute sau cînd este necesară sincronizarea cu evenimente pe care le poate sesiza doar operatorul care va declanşa continuarea programului din punctul în care s-a oprit.

5. Implementarea robotului REH-02 într-o celulă de automatizare suplă a producţiei

Înzestrarea robotului REH-02 cu subsistemul senzorial prezentat permite utilizatorului să-l implementeze cu uşurinţă într-o celulă de producţie, prin aceasta înţelegînd în principiu o grupare studiată de maşini-unelte cu comandă numerică în jurul robotului, în scopul executării unui lanţ de operaţiuni de succesiune cunoscută asupra unei piese date. Conectarea prin optocuploare a robotului la maşinile unelte din celula de producţie îi dă posibilitatea să poată testa starea acestora şi în funcţie de informaţia primită să forţeze ieşirile la valori care să comande adecvat noua stare a maşinii-unelte, a benzii transportoare, ş.a.m.d. Robotul este deci capabil să apuce o piesă orientată într-o poziţie cunoscută de pe o bandă de alimentare, să o aşeze în maşina-unealtă, să comande prinderea piesei, să pornească maşina, să aştepte terminarea prelucrării după care să oprească maşina, să extragă piesa şi să o transporte la următorul punct de lucru sau pe banda de evacuare, toate deciziile fiind luate în funcţie şi prin intermediul informaţiilor culese de optocuploare.

6. Concluzii

Se poate trage concluzia că gradul de complexitate şi calitatea sistemului senzorial în general şi a sistemului de conectare cu mediul exterior în particular al unui robot îi determină şi implicit îi şi limitează performanţele. Rezultă că una din modalităţile de creştere a eficienţei unui robot este îmbogăţirea sistemului senzorial hard şi soft.

Soluţiile de acţionare şi comandă în buclă închisă adoptate, au condus la performanţe deosebite ale robotului industrial REH-02 atît din punct de vedere a parametrilor cinematico-dinamici : viteze şi accelerţii, cît şi din punct de vedere al preciziei de poziţionare, a gradului de repetabilitate şi a fiabilităţii soluţiei.

Bibliografie

[1] *Albu, A., Blebea, I.* Noi soluţii în construcţia roboţilor industriali aplicaţi la REH-02. Al patrlea simpozion Naţional de roboţi industriali, Timişoara 1984.

[2] *Blebea, I., Albu, A.* Contribuţii privind realizarea de roboţi industriali comandaţi prin sistem cu buclă închisă. Al patrulea Simpozion naţional de roboţi industriali, Timişoara, 1984.

CZ 007.52 : 621.83

ROBOŢI INDUSTRIALI
CONSTRUCŢIE
ACŢIONARE

Robotul industrial REH—02. Arhitectură şi acţionare.

ANDREI ALBU, IOAN BLEBEA* — CLUJ-NAPOCA

Introducere

Conceput ca un robot universal, cu posibilitatea de a prinde şi manipula piese de forme şi dimensiuni diferite, robotul industrial este destinat servirii cu semifabricate a maşinilor-unelte cu comandă numerică organizate într-o celulă flexibilă de fabricaţie automată în domeniul construcţiei de maşini.

* Institutul politehnic — Cluj-Napoca.

1. Descriere

Robotul industrial REH-02, a cărui ansamblu general este prezentat în figura 1, se compune din : structura mecanică 1, unitatea de forţă 2, unitatea de comandă (microcalculator specializat) 3 şi centrala hidraulică 4.

Date tehnice :

— numărul gradelor de libertate : 5;
— sarcina utilă : 20 kg;
— precizia de poziţionare : ± 0,25 mm;

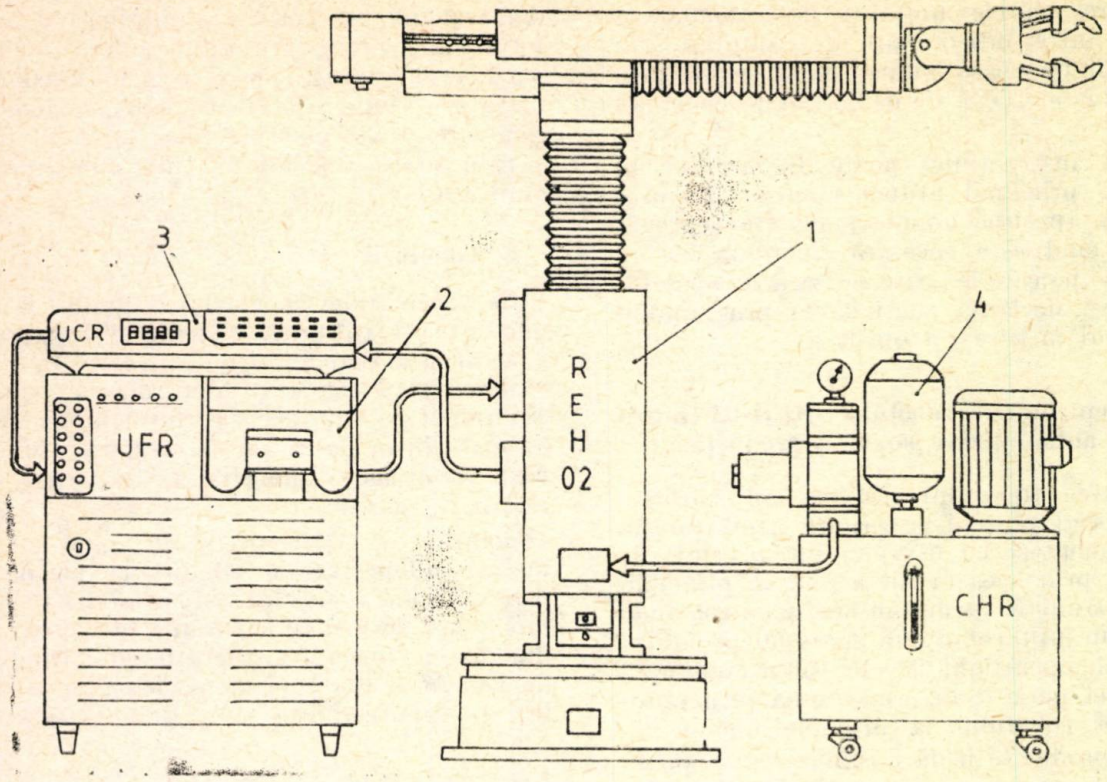


Fig. 1

— arhitectura : modulară ;

— modul de acţionare : hidraulic servocomandat pe gradele de libertate de efort maxim are :

— comanda : PTP, în buclă închisă pe toate gradele de libertate prin microcalculator specializat ;

— traductor : incrementale rotative pe toate gradele de libertate şi de coliziune pentru siguranţa funcţionării ;

— introducerea programului : de pe bandă perforată sau manual de la consola DAF 2010 ;

— puterea instalată : 3 kW.

Schema cinematică a structurii mecanice a robotului prezentată în figura 2, cuprinde 3 cuple de rotaţie : q_1, q_4 şi q_5 şi două cuple de deplasare liniară q_2 şi q_3, rezultînd forma volumului de lucru : cilindric taroidal.

Ansamblul mecanic (fig. 3), cuprinde 5 module şi anume : modulul rotaţiei de bază 1 acţionat de către un motor electro-hidraulic pas cu pas rotativ paletă ; modulul deplasării verticale 2 şi modulul deplasării orizontale 3, ambele avînd ca elemente de acţionare motoare electrohidraulice pas cu pas liniare ; modulul de orientare 4, compus din două submodule putînd executa două rotaţii secundare, acţionate hidraulic (cursă unghiulară fixă) şi mecanismul de prehenziune 5 cu deplasarea planparalelă a „degetelor" acţionate hidraulic şi avînd posibilitatea reglării forţei de strîngere.

$10 \div 200$ daN.

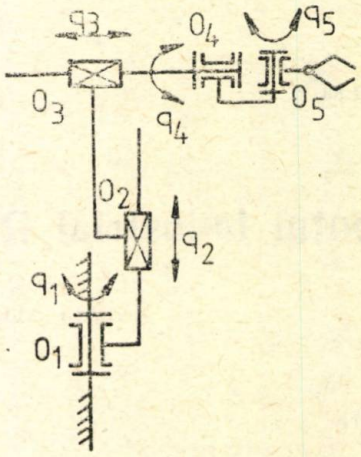


Fig. 2

Valoarea curselor în mm, valoarea vitezelor unghiulare sau liniare [rad/s] ; [m/s], precum şi valoarea incrementelor de deplasare ca urmare a funcţionării în regim „pas cu pas" sînt înscrise în dreptul fiecărui modul (fig. 3).

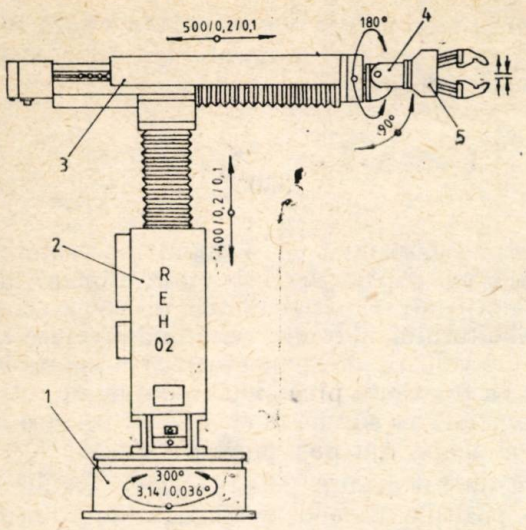


Fig. 3

2. Acţionarea

Faţă de domeniul aplicaţiilor tehnice obişnuite, în care problema surselor-motoare este pe deplin clarificată cu soluţii particulare pentru fiecare subdomeniu, în soluţiile de acţionare a roboţilor industriali, problemele sînt mult mai complexe, solicitînd o serie de particularităţi şi caracteristici specifice.

Concretizînd în cîteva idei, se poate spune că motoarele pentru acţionarea modulelor roboţilor industriali trebuie să dezvolte cupluri sau forţe motoare ridicate la gabarite reduse, prezentînd siguranţa execuţiei comenzii precum şi stabilitatea sistemului la perturbaţii exterioare între două comenzi succesive de poziţionare. Motoarele pentru aplicaţiile robotice trebuie să fie compatibile cu comanda program, acceptînd programarea vitezelor şi acceleraţiilor de deplasare în limite cît mai largi.

Avînd în vedere avantajele pe care le prezintă comanda numerică (digitală) comparativ cu cea analogică, dintre care se menţionează: simplicitatea echipamentelor de programare-comandă faţă de cele analogice şi din aceasta preţul de cost mult mai redus; uşurinţa întocmirii programelor; posibilitatea programării şi controlului vitezelor în limite largi, precum şi compatibilitatea robotului cu maşinile-unelte cu comandă numerică, organizate în cadrul unei celule flexibile de fabricaţie robotizată, autorii s-au orientat în elaborarea şi realizarea unor sisteme de acţionare şi poziţionare digitale cu amplificare hidrostatică.

În vederea obţinerii unor performanţe ridicate, sistemul de acţionare al robotului pe gradele de libertate de efort maxim (rotaţie de bază, deplasare verticală şi deplasare orizontală braţ), este materializat prin utilizarea unor soluţii cu amplificare hidrostatică şi servocomandate digital în buclă închisă prin motoare electrice pas cu pas.

Astfel, pentru deplasările liniare, autorii au realizat sistemul prezentat în figura 4, sistem care constituie un motor electro-hidraulic pas cu pas liniar.

Sistemul se compune din: motorul electric pas cu pas 1, ca element de servocomandă al sistemului, distribuitorul proporţional 2, motorul hidraulic rectiliniu 3 şi legătura de reacţie internă între valoarea deplasării comandate şi cea a deplasării realizate, materializată prin şurubul 4, pe care este lăgăruit axial sertăraşul 5 al distribuitorului proporţional.

Motorul electric pas cu pas, constituie treapta de intrare a servosistemului, transformînd semnalul de intrare digital-treaptă de tensiune de durată determinată, în mărime digitală de ieşire-pas unghiular α_p al rotorului acestuia.

La rotaţia α_p, de valoare bine precizată, realizată de rotorul motorului electric pas cu pas, şurubul de reacţie pe care este lăgăruit axial sertăraşul distribuitorului proporţional, va executa o deplasare unitară (incrementală) ΔX faţă de pistonul motorului hidraulic.

Şurubul de reacţie avansează astfel faţă de piston datorită piuliţelor încastrate în acesta, cu o mărime dată de relaţia:

$$\Delta X = \frac{p \cdot \alpha_p}{360^\circ} \text{ [mm]}, \qquad (1)$$

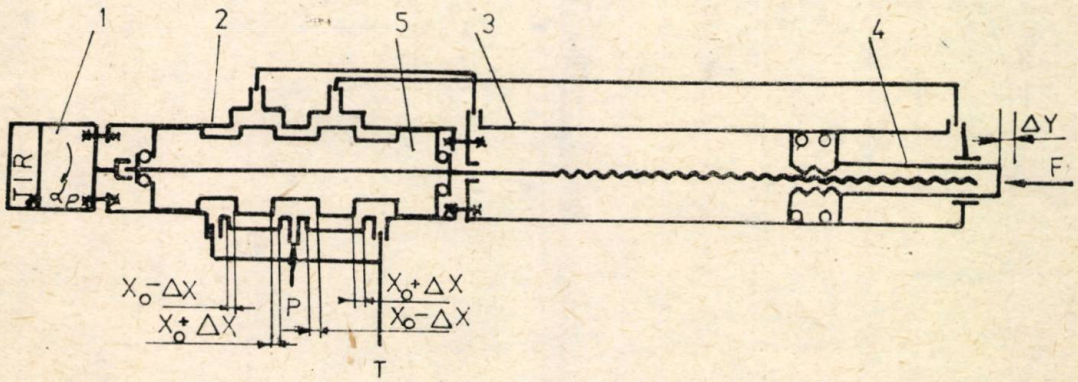


Fig. 4.

în care p este pasul şurubului de reacţie în [mm]. Sertăraşul distribuitorului proporţional fiind lăgăruit pe şurubul de reacţie fără joc axial, deplasării incrementale ΔX a şurubului, îi va corespunde o deplasare egală şi de acelaşi semn a sertăraşului. Deoarece în poziţia de echilibru (necomandată) sertăraşul distribuitorului se găseşte în poziţia mediană „neutră", aceasta opturează şi închide în mod egal căile de comunicaţie a agentului hidraulic spre cele două camere ale motorului hidraulic, poziţie pentru care forţele hidraulice pe cele două feţe ale pistonului sînt egale şi de sens contrar.

La deplasarea sertăraşului cu valoarea ΔX, echilibrul fantelor de comandă este dereglat, sistemul intrînd într-un regim astabil şi prin intermediul debitului de comandă care este trimis spre una din camerele motorului hidraulic, apare o forţă hidraulică motoare ca rezultantă a celor două forţe a căror echilibru a fost dereglat, forţă care pune în mişcare pistonul motorului. Datorită reacţiei mecanice interne negative a cărui raport de transfer este unitar dintre pistonul motorului hidraulic şi sertăraşul distribuitorului proporţional, deplasarea pistonului este transmisă integral ansamblului şurub de reacţie-sertăraş, astfel încît deplasarea acestuia încetează atunci cînd sertăraşul îşi ocupă din nou poziţia neutră, sistemul intrînd în starea de echilibru hidrostatic.

Deci, se poate afirma că, rotaţiei de comandă α_p a rotorului motorului electric pas cu pas îi va corespunde o deplasare incrementală ΔY a pistonului motorului hidraulic, sistemul fiind un sistem de „urmărire".

Atunci cînd mărimea de intrare este un tren de impulsuri, la frecvenţa ν a acestora, şurubul de reacţie şi împreună cu acesta sertăraşul blocului de comandă vor căpăta o viteză relativă faţă de pistonul motorului hidraulic, viteză dată de relaţia:

$$V = \Delta X \cdot \nu = \frac{p \cdot \alpha_p}{360^\circ} \cdot \nu \ [\mathrm{mm/s}]. \qquad (2)$$

Aceasta înseamnă că pistonul motorului hidraulic va căpăta aceeaşi viteză liniară însă de semn contrar, astfel fantele de comandă ale distribuitorului hidraulic rămînînd deschise la o anumită valoare corespunzătoare şi în legătură directă cu frecvenţa pînă cînd trenul de impulsuri de comandă ia sfîrşit, moment în care sertăraşul va ocupa din nou poziţia neutră.

Din modul de funcţionare descris rezultă că între poziţiile finit determinate, ale rotorului motorului de servocomandă şi poziţiile pistonului motorului hidraulic există o relaţie de corespondenţă biunivocă bine determinată.

Avînd în vedere condiţiile dinamice deosebit de grele ale modulului rotaţiei de bază (rotaţia în jurul axei OZ) pe care acţionează momentul de inerţie maxim al structurii mecanice a robotului precum şi al sarcinii manipulate, s-a elaborat soluţia unui sistem de acţionare cu amplificare hidrostatică de cuplu şi servocomandă prin motor electric pas cu pas.

Sistemul prezentat în figura 5 este similar celui descris anterior pentru deplasările rectilinii, fiind vorba în acest caz de un motor electrohidraulic pas cu pas rotativ.

Rotaţia rotorului motorului electric pas cu pas *1*, ca element de intrare şi servocomandă este transformată de angrenajul Z_1, Z_2 într-o rotaţie proporţională a piuliţei mecanismului de reacţie negativă internă, format de piuliţa *2* şi şurubul de reacţie *3*.

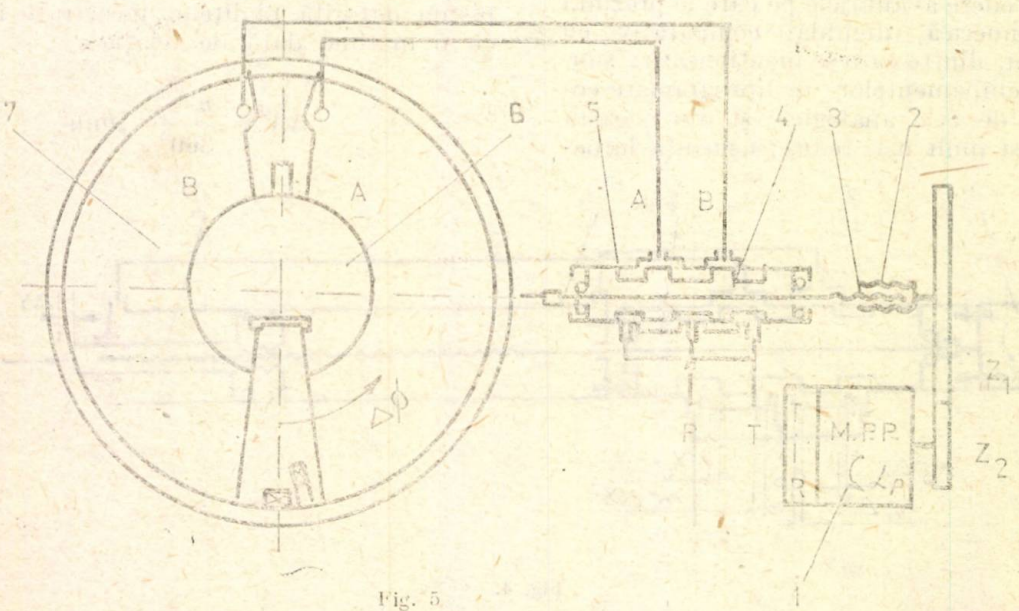


Fig. 5

Prin scoaterea sertăraşului *4* al distribuitorului proporţional *5* din poziţia de echilibru printr-o deplasare proporţională cu mărimea de intrare (rotaţia rotorului motorului electric pas cu pas), echilibrul hidrostatic al pistonului-paletă *6* al motorului hidraulic *7*, este anulat, rezultînd o deplasare aferentă bine determinată în sensul în care, după încetarea mărimii perturbatoare de intrare, sertăraşul îşi ocupă din nou poziţia neutră corespunzătoare stării de echilibru.

Ca şi în cazul precedent sistemul este de „urmărire" existînd aceeaşi relaţie de corespondenţă biunivocă între poziţiile determinate, finite, ale rotorului motorului electric pas cu pas şi rotorului motorului hidraulic.

Incrementul deplasării unghiulare a rotorului motorului hidraulic ca şi mărimile de ieşire ale sistemului, precum şi viteza de rotaţie unghiulară se pot determina cu relaţiile :

$$\alpha_e = \alpha_p \cdot \frac{Z_1}{Z_2} \text{ [grade]} \quad (3)$$

$$\omega_e = \nu \cdot \alpha_p \cdot \frac{Z_1}{Z_2} \text{ [grade/s]}, \quad (4)$$

în care Z_1 şi Z_2 reprezintă numerele de dinţi a roţilor dinţate ce formează angrenajul reductor.

Schemele bloc a celor două sisteme motoare prezentate sînt redate în figura 6, a, pentru cazul motorului electrohidraulic pas cu pas liniar, iar b, pentru cazul motorului electrohidraulic pas cu pas rotativ.

Ca primă fază a unui şir de cercetări complexe ce s-au intreprins asupra prototipului motorului electrohidraulic pas cu pas liniar şi a motorului electrohidraulic pas cu pas rotativ realizate, s-a considerat de maximă importanţă cunoaşterea erorii de poziţionare şi a preciziei de poziţionare, ca factor hotărîtor în aplicarea acestor sisteme în acţionarea modulelor roboţilor industriali.

În scopul desfăşurării corespunzătoare a modelului experimental propus s-a constituit un stand de cercetare, care exemplificat pentru cazul motorului electrohidraulic pas cu pas liniar (fig. 7) cuprinde : motorul electro-hidraulic pas cu pas liniar (MEHPPL) — 1, montat longitudinal pe placa de bază 4 a standului, asigurîndu-se ghidarea tijei motorului ; — traductorul incremental de deplasare — 2 ; — cursorul traductorului de deplasare 3, montat rigid pe capul tijei pistonului ; — unitatea de comandă numerică a motorului pas cu pas 5 ; — sistemul electronic de afişaj numeric 6 (NUMEROM 301) al deplasării, cuplat direct cu traductorul de măsură ; — frecvenţmetru

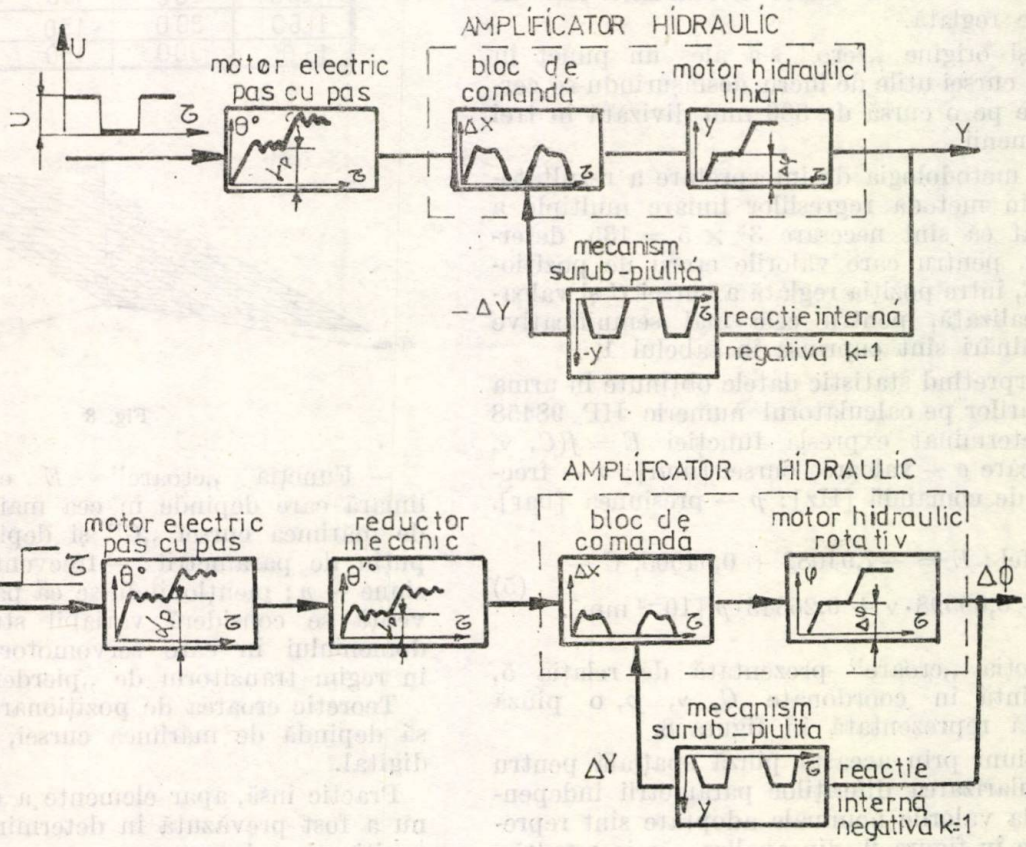


Fig. 6

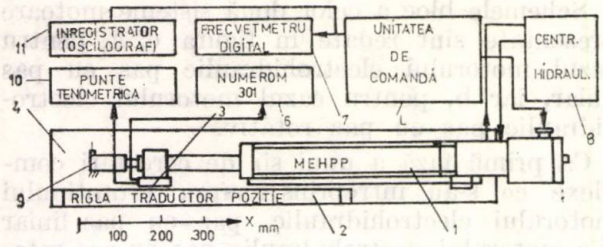


Fig. 7

numeric digital 7, cuplat cu unitatea de comandă numerică, precum şi centrala hidraulică de alimentare 8, prevăzută cu toată aparatura necesară reglării, vizualizării stabilizării presiunii şi măsurării temperaturii.

La determinarea erorii de poziţionare a MEHPPL s-a aplicat metoda regresiei liniare multiple, adoptînd în acest scop trei variabile independente după cum urmează:

C — lungimea de cursă a pistonului motorului hidraulic [mm].

ν — frecvenţa de alimentare a fazelor servomotorului pas cu pas [Hz].

p — presiunea de alimentare a distribuitorului proporţional [bar].

Ca variabilă dependentă s-a stabilit eroarea de poziţionare E aceasta reprezentînd abaterea absolută a valorii cursei C realizate faţă de valoare reglată.

Ca şi origine „zero" s-a ales un punct în cadrul cursei utile de lucru desfăşurîndu-se cercetările pe o cursă de 300 mm divizată în trei subdomenii.

Din metodologia de interpretare a rezultatelor prin metoda regresiilor liniare multiple a rezultat că sînt necesare $3^3 \times 5 = 135$ determinări, pentru care valorile erorii de poziţionare E, între poziţia reglată a cursei C şi valoarea realizată, pentru cele mai semnificative determinări sînt cuprinse în tabelul 1.

Interpretînd statistic datele obţinute în urma cercetărilor pe calculatorul numeric HP 98458 s-a determinat expresia funcţiei $E = f(C, \nu, p)$ în care c — valoarea cursei [mm]; ν — frecvenţa de comandă [Hz]; p — presiunea [bar].

$$\text{Astfel}: E = -7{,}94082 + 0{,}04605,\ C + \\ + 0{,}00598 \cdot \nu + 0{,}26343 \cdot p\ [10^{-2}\ \text{mm}]. \quad (5)$$

Funcţia „eroare" prezentată de relaţia 5, reprezintă în coordonate C, ν, p, o pînză spaţială reprezentată în figura 8.

Secţiuni prin această pînză spaţială pentru particularizarea diferiţilor parametrii independenţi la valorile nominale adoptate sînt reprezentate în figura 9, din analiza căreia rezultă:

Tabelul 1

eroare mm 10^{-2}	cursă mm	frecvenţă Hz	presiune bar
0,40	100	50	10
2,50	100	50	15
2,60	100	50	20
1,00	100	100	10
1,80	100	100	15
2,20	100	100	20
1,60	100	150	10
3,20	100	150	15
3,00	100	150	20
0,60	200	50	10
3,00	200	50	15
3,80	200	50	20
5,80	200	100	10
4,00	200	100	15
7,00	200	100	20
3,80	200	150	10
6,20	200	150	15
8,60	200	150	20
7,40	300	50	10
9,00	300	50	15
12,40	300	50	20
8,00	300	100	10
10,00	300	150	15
12,80	300	100	20
12,40	300	150	10
11,60	300	150	15
15,0	300	150	20

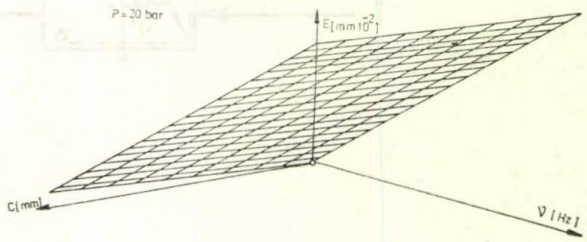


Fig. 8

— Funcţia „eroare" — E este o funcţie liniară care depinde în cea mai mare măsură de mărimea cursei „C" şi depinde mult mai puţin de parametrii: — frecvenţă — ν şi presiune — p; menţionîndu-se că parametrul frecvenţă se consideră variabil strict în cadrul domeniului în care servomotorul nu ajunge în regim tranzitoriu de „pierdere de paşi".

Teoretic eroarea de poziţionare nu ar trebui să depindă de mărimea cursei, sistemul fiind digital.

Practic însă, apar elemente a căror influenţă nu a fost prevăzută în determinarea erorii de poziţionare şi anume:

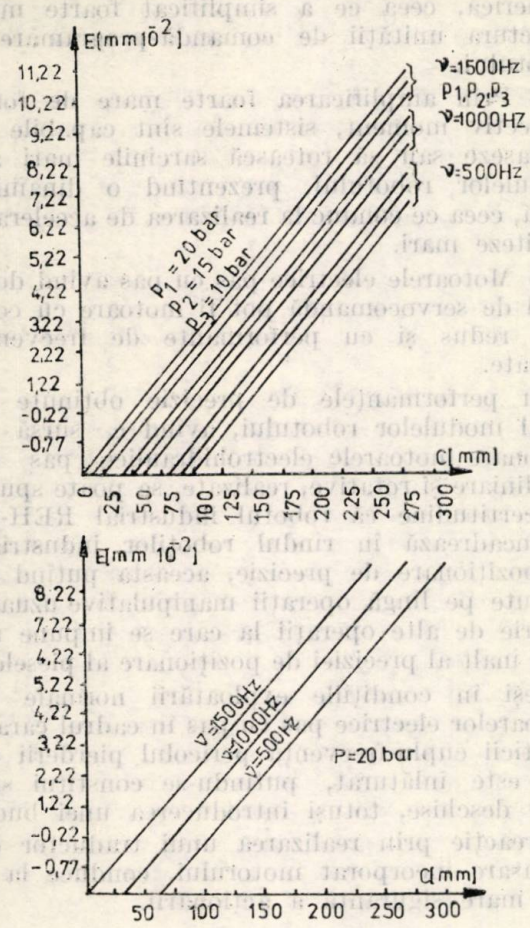


Fig. 9

a) — Diferenţa de temperatură între condiţiile de mediu de la prelucrarea şurubului de reacţie ca element principal al determinării poziţiei şi condiţiile de mediu de la funcţionarea normală a acestuia, determină o dilataţie a acestuia cu valoarea conform relaţiei :

$$\Delta l = l_0 \cdot \alpha \cdot \Delta t \qquad (6)$$

în care pentru $l_0 = 500$ mm — lungimea porţiunii filetate a şurubului de reacţie, rezultă $\Delta l = 12$ [mm $\cdot 10^{-2}$].

Valoarea redusă la lungimea de referinţă maximă $C = 300$ mm este :

$$\Delta l_{300} = 7{,}2 \ [\text{mm} \cdot 10^{-2}].$$

Din analiza în aceste condiţii a valorilor erorii, conform diagramei din fig. 9 a cărui valoare maximă este :

$E_{max} = 11{,}2$ [mm$\cdot 10^{-2}$] se observă că 63% din aceasta reprezintă eroarea datorată alungirii şurubului de reacţie — deci a erorii de pas a acestuia sub influenţa diferenţei de temperatură, factorul temperatură fiind o eroare sistematică, aceasta trebuind eliminată.

b) — Forţele de întindere respectiv compresiune precum şi momentul de torsiune la care este supus şurubul de reacţie, produc o alungire respectiv o scurtare şi introduc de asemenea o eroare sistematică în cadrul determinării funcţiei eroare de poziţionare.

— Efectuîndu-se unele măsurători de putere, s-a putut constata că pentru presiuni de alimentare de 20 [bari] şi secţiunea pistonului de cca 33 [cm²], forţa motoare dezvoltată la piston atinge valori de 6000 [N], care pentru vitezele de deplasare uzuale = 0,2 [m/s] conduce la obţinerea unei puteri utile de 1,2 kW, valoare mult acoperitoare acţionării în condiţiile dinamice cele mai grele ale modulelor robotului industrial prezentat.

Dintre aspectele problemelor comportării dinamice s-a considerat a fi semnificativ cercetarea timpului de răspuns a motorului electrohidraulic, cercetare care s-a realizat pe acelaşi stand prezentat în figura 7, prin utilizarea traductorului inductiv 9 a cărui tije este solidară cu pistonul motorului electrohidraulic, a punţii tensometrice 10 şi a înregistratorului cu mai multe canale (oscilograf cu bucle) 11.

Timpul de răspuns s-a determinat prin vizualizarea întîrzierii între frontul de creştere pozitivă a primului semnal de tact care pleacă spre

Tabelul 2

Nr crt	P [bar]	ν [Hz]	Δτ [ms]	X [mm·10⁻²]	τ_t [ms]
1	10	3,5	5,2	3,3	32
2	10	4,4	5,3	3,4	27
3	12	3,5	4,8	0,6	14
4	15	3,5	4	0,5	13
5	15	1,7	4,2	0,6	7
6	18	3,5	3,7	0,5	10
7	20	3,5	3,6	0,8	10
8	23	3,5	3,5	0,4	9
9	25	3,5	3,5	0,3	8
10	27	3,5	3,2	0,3	8
11	30	10	4,8	0,3	8
12	30	3,5	3	0,3	8
13	30	2,0	3,6	0,5	10
14	30	3,5	3,8	0,3	5
15	33	3,5	3	0,3	7,8
16	35	3,5	2,9	0,3	7,7

motorul de servocomandă şi frontul de creştere al semnalului „deplasare" dat de traductorul inductiv.

Această cercetare experimentală s-a efectuat pentru diferite frecvenţe de atac ale motorului pas cu pas şi pe întreg domeniul de presiuni la care lucrează motorul electrohidraulic, cîteva din valorile semnificative obţinute fiind prezentate în tabelul 2.

Funcţia „timp de răspuns — presiune" $\Delta\tau = f(p)$ este redată în figura 10, din analiza căreia

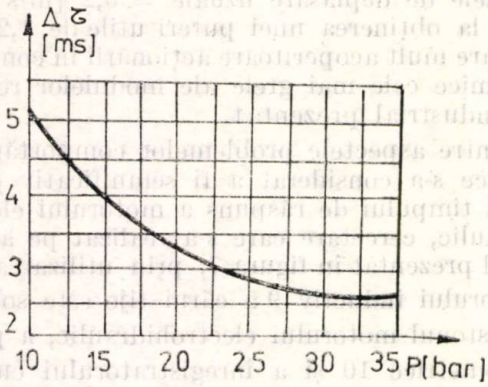


Fig. 10

reiese faptul că întîrzierea sistemului este dependentă în cea mai mare măsură de valoarea presiunii, constatîndu-se o tendinţă de creştere, cu scăderea presiunii. Valoarea maximă măsurată a timpului de răspuns de 5 [ms], încadrează motorul electro-hidraulic pas cu pas liniar în rîndul sistemelor cu răspuns rapid şi promt, fapt ce prezintă un avantaj deosebit în cazul aplicaţiilor robotice.

3. Concluzii

Din analiza în paralel a celor două sisteme motoare, se pot formula următoarele concluzii :

— Sistemele fiind prin excelenţă de natură digitală sînt compatibile total cu comanda numerică, ceea ce a simplificat foarte mult structura unităţii de comandă-programare a robotului.

— Prin amplificarea foarte mare de forţă respectiv moment, sistemele sînt capabile să deplaseze sau să rotească sarcinile mari ale modulelor robotului, prezentînd o dinamică bună, ceea ce conduc la realizarea de acceleraţii şi viteze mari.

— Motoarele electrice pas cu pas avînd doar rolul de servocomandă pot fi motoare cu consum redus şi cu performanţe de frecvenţă ridicate.

Cu performanţele de precizie obţinute în cazul modulelor robotului, avînd ca sursă de acţionare motoarele electrohidraulice pas cu pas liniare şi rotative, realizate, se poate spune cu certitudine că robotul industrial REH-02 se încadrează în rîndul roboţilor industriali cu poziţionare de precizie, aceasta putînd să execute pe lîngă operaţii manipulative uzuale, o serie de alte operaţii la care se impune un grad înalt al preciziei de poziţionare al pieselor.

Deşi în condiţiile exploatării normale a motoarelor electrice pas cu pas în cadrul caracteristicii cuplu-frecvenţă pericolul pierderii de paşi este înlăturat, putîndu-se constitui sisteme deschise, totuşi introducerea unei bucle de reacţie prin realizarea unui traductor de deplasare incorporat motorului, conduce la o mai mare siguranţă a acţionării.

Bibliografie

[1] *Albu, A. Blebea, I.* ş.a. — Contribuţii privind comportarea dinamică a roboţilor industriali acţionaţi cu motoare liniare electrohidraulice pas cu pas. Al doilea simpozion naţional de roboţi industriali, Bucureşti, 1982.

[2] *Albu, A., Blebea, I.* ş.a. — Cercetări asupra robotului industrial REH-01 şi performanţele obţinute. Al doilea simpozion naţional de roboţi industriali, Bucureşti, 1982.

[3] *Albu, A., Blebea, I.* — Contribuţii privind acţionarea roboţilor industriali cu motoare electro-hidraulice funcţionînd în regim pas cu pas. A X-a sesiune de comunicări tehnico-ştiinţifice în domeniul automatizărilor. Bucureşti, 24—25 mai 1985.

CZ 007.52 : 539.15 : 621.316

ROBOŢI INDUSTRIALI
SISTEM DE COMANDĂ
STRUCTURĂ

Structura subsistemului de comandă a robotului REH-02

OCTAVIAN CĂPĂŢÎNĂ* — CLUJ-NAPOCA

Introducere

Primii roboţi industriali au avut sisteme de comandă simple, realizate cu tamburi cu camă, matrici de contacte şi relee. S-a trecut rapid la sisteme de comandă bazate pe mini şi macrocalculatoare 2. Această tendinţă se accentuează mereu fiind favorizată de dezvoltarea tehnicii de calcul şi în mod deosebit de evoluţia microelectronicii. Apariţia microprocesorului a permis concomitent cu simplificarea constructivă, creşterea flexibilităţii şi reducerea preţului, volumului şi consumului sistemelor de comandă.

Aşa cum este cunoscut un robot se compune din subsistemul mecanic, subsistemul de acţionare şi subsistemul de comandă şi de senzori. Valoarea unui robot industrial, adică posibilitatea de utilizare în celule de automatizare suple cu cicluri scurte de producţie, este dată în primul rînd de subsistemul de comandă.

1. Arhitectura subsistemului de comandă

Structura sistemului de comandă a roboţilor este determinată în primul rînd de funcţiunile ce trebuie îndeplinite de roboţi. Considerentele de la care s-a plecat în alegerea structurii de comandă a robotului REH-02 sînt:

— posibilitatea implementării unui limbaj orientat de nivel mai ridicat;

— integrarea într-o celulă de automatizare suplă şi coordonarea activităţilor din celula de automatizare;

— comanda şi controlul mişcărilor robotului;

— modularitatea structurii hardware şi software;

— fiabilitatea sistemului;

— posibilităţile de dezvoltare;

— posibilităţile de autotest.

Structura sistemului de comandă este deasemenea influenţată de sistemul de acţionare al robotului (motoare de curent continuu sau motoare pas cu pas), de sistemul de senzori (microlimitatoare, traductori Hall, cameră de luat vederi, mărci tensometrice etc.).

Modularitatea structurii hardware şi software a fost impusă de faptul că s-a avut în vedere, de la început, posibilitatea de a prelua la un moment dat, cu un minim de schimbări un limbaj orientat de nivel înalt, standardizat sau nestandardizat dar care oferă facilităţi de lucru, compatibilităţi etc. Această condiţie de modularitate implică definirea exactă a funcţiilor fiecărui modul şi a interfeţelor dintre module.

Plecînd de la aceste considerente s-a optat pentru o structură ierarhizată a sistemului de comandă. Structura ierarhizată este organizată pe trei nivele:

— nivelul 1 este format din şase dispozitive hard programabile, numite interpolatoare de mişcare;

— nivelul 2 este format dintr-un microcalculator specializat realizat cu microprocesorul Z 80;

— nivelul 3 este format dintr-un minicalculator cu sistem de operare pe care s-a implementat translatorul unui limbaj orientat, de nivel înalt. Schema-bloc a sistemului de comandă este prezentată în figura 1.

Această structură oferă şi avantajul că anumite aplicaţii pot fi rezolvate cu subsistemul de comandă din care poate lipsi nivelul 3; în alte aplicaţii nivelul 3 poate fi folosit numai în regim OFF LINE pentru pregătirea programelor.

Din punct de vedere constructiv nivelul 1, interpolatoarele de mişcare şi nivelul 2, microcalculatorul specializat formează un singur ansamblu care a fost denumit unitate de comandă a robotului, UCR. Această denumire se justifică întrucît nivelele 1 şi 2 ale sistemului de comandă pot coordona mişcările robotului şi chiar o celulă de fabricaţie robotizată, pe baza unor programe introduse în memoria microcalculatorului de la un lector de bandă perforată, o consolă sau de la bordul de comandă şi afişare propriu. Această structură a subsistemului de comandă avînd interpolatoare de mişcare pe fiecare axă permite comanda concomitentă a mişcărilor pe toate axele. Această facilitate hard este exploatată şi de software-ul unităţii de comandă şi de limbajul de programare.

Unitatea de comandă a robotului, UCR, permite controlul roboţilor REH-02 sau 03 care într-o variantă constructivă are 5 grade de libertate şi dispozitiv de prehensiune controlat numeric, sau a unui alt robot cu 6 grade de libertate.

* Institutul pentru tehnica de calcul — Filiala Cluj-Napoca.

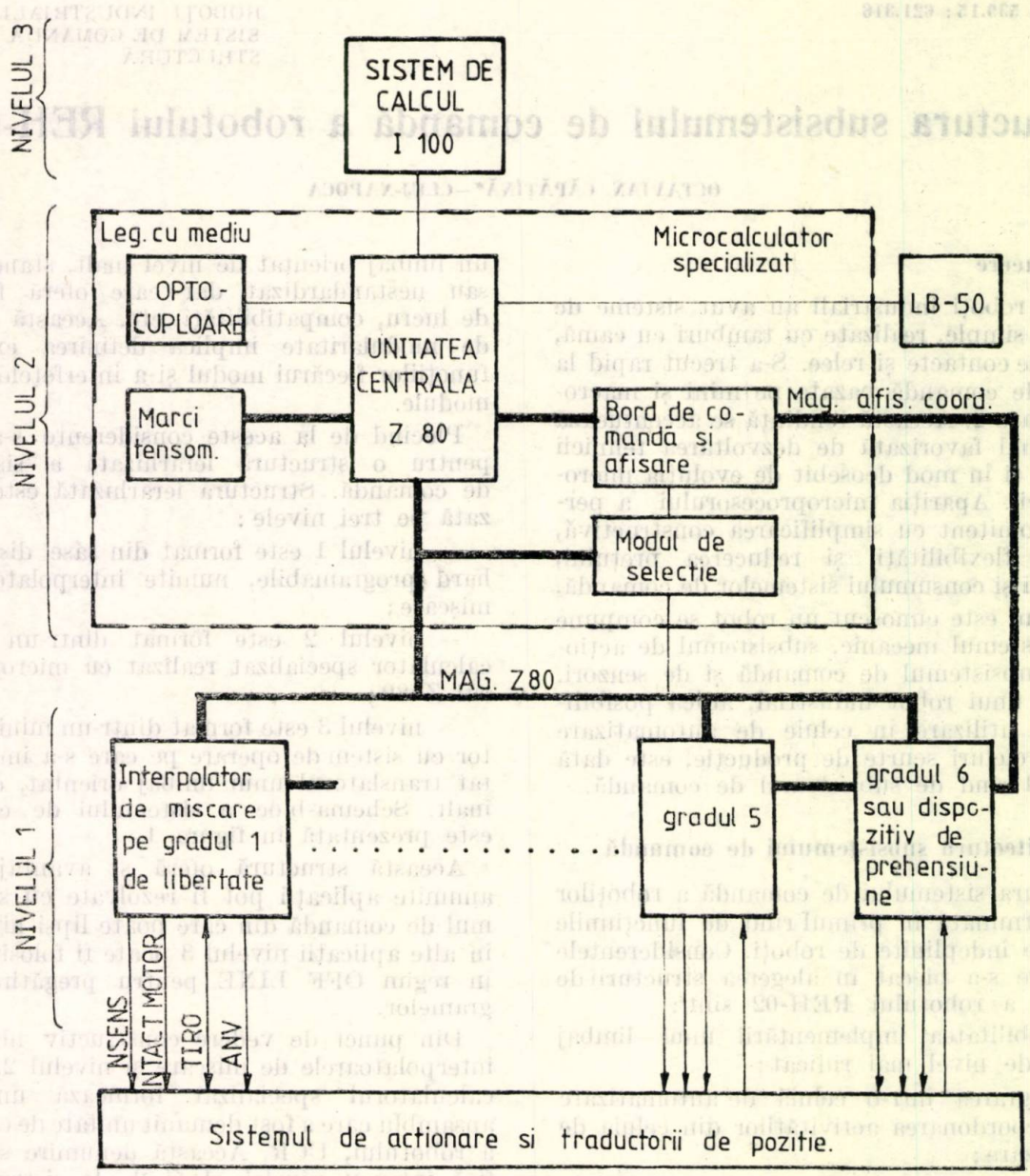


Fig. 1. Schema-bloc a sistemului de comandă al robotului.

2. Nivelul 2. Microcalculatorul specializat

2.1. Structură

Microcalculatorul specializat este realizat cu un microprocesor de uz general de 8 biţi din generaţia a 3-a.

Din punct de vedere funcţional microcalculatorul specializat se compune dintr-o unitate centrală, o unitate de interfeţe şi bordul de comandă şi afişare.

Unitatea centrală a microcalculatorului specializat se compune din microprocesorul Z80, circuitul de ceas, circuitele de amplificare a magistralelor de adrese, date şi control, o memorie citeşte-scrie statică de 4 Ko (RAM 2102), o memorie fixă de 10Ko (EPROM 2716) şi circuitele de selecţie din spaţiul de memorie şi spaţiul circuitelor de intrare/ieşire. Unitatea centrală este prezentată în figura 2. Această unitate centrală a stat la baza prototipului UCR-ului; următoarele UCR-uri au fost echipate cu plăci de unităţi centrale tip M80—UC produse de Microelectronica—Bucureşti pe care s-au operat mici modificări.

Unitatea de interfeţe se compune din interfaţa serie-RS232C, circuitul de temporizare, circuitele de intrare/ieşire paralelă spre bordul de comandă şi afişare, interpolatoare, conexiunile externe (optocuploare, relee miniatură, mărci tensometrice), circuitul de alarmă sonoră.

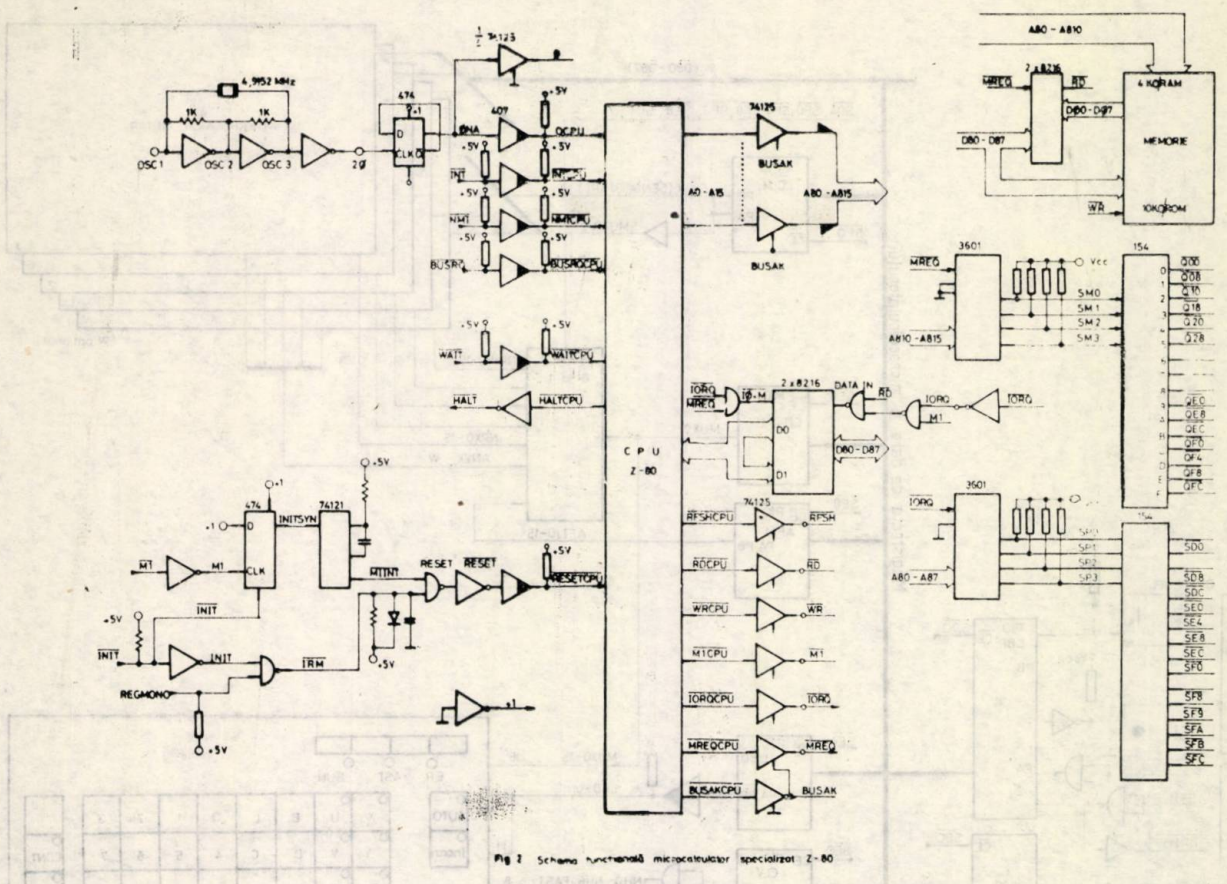


Fig. 2. Schema funcţională a unităţii centrale a microcalculatorului specializat.

Bordul de comandă şi afişare se compune dintr-o claviatură formată dintr-un cîmp de taste organizat 4×8, taste de comandă, dispozitive de afişare cu diode electroluminişcente pentru regimuri, stări şi erori şi un cîmp de 4 digiţi plus semn. În acest cîmp de 4 digiţi se afişează coordonate, starea interpolatorilor şi senzorilor de origine cît şi coduri de tipuri de erori. Claviatura bordului de comandă şi afişare permite scrierea oricărui program robot în limbajul propriu.

Unitatea de interfeţe de intrare/ieşire şi bordul de comandă şi afişare sînt redate în figura 3.

Interfeţele hardware şi software a microcalculatorului specializat asigură:

— legătura cu interpolatoarele de mişcare;

— legătura cu exteriorul (interfeţele prin optocuploare, relee miniatură, mărci tensometrice şi starea de aşteptare programată);

— legătura cu minicalculatorul;

— legătura cu un lector de bandă LB 50.

Legătura cu minicalculatorul constă dintr-o interfaţă serie RS232C şi o interfaţă software-limbajul intermediar.

2.2. *Regimuri de funcţionare şi stări*

La punerea sub tensiune microcalculatorul, după testarea corectei funcţionări (dacă se lansează sistemul de testare) iniţializează memoria şi circuitele de intrare/ieşire şi conduc prin interpolatoarele de mişcare o secvenţă de aducere a dispozitivului de prehensiune într-o poziţie cunoscută în dreapta originii. După consumarea acestei secvenţe microcalculatorul intră într-o stare de aşteptare. În această stare microprocesorul Z80 se lasă întrerupt de unul din semnalele AUTOmat, INCarcă sau MANual, date de acţionarea uneia din tastele omonime de pe bordul de comandă şi afişare. De asemenea se lasă întrerupt de circuitul de interfaţă serie SIO. În urma unei astfel de întreruperi microcalculatorul trece fie în unul din cele două regimuri de funcţionare, normal sau automat, fie în regimul de încărcare.

În regimul manual microcalculatorul acceptă comenzi de la bordul de comandă şi afişare pe care le execută. Scopul acestui regim de funcţionare este acela de a verifica sistemul mecanic şi sistemul de acţionare, de a stabili

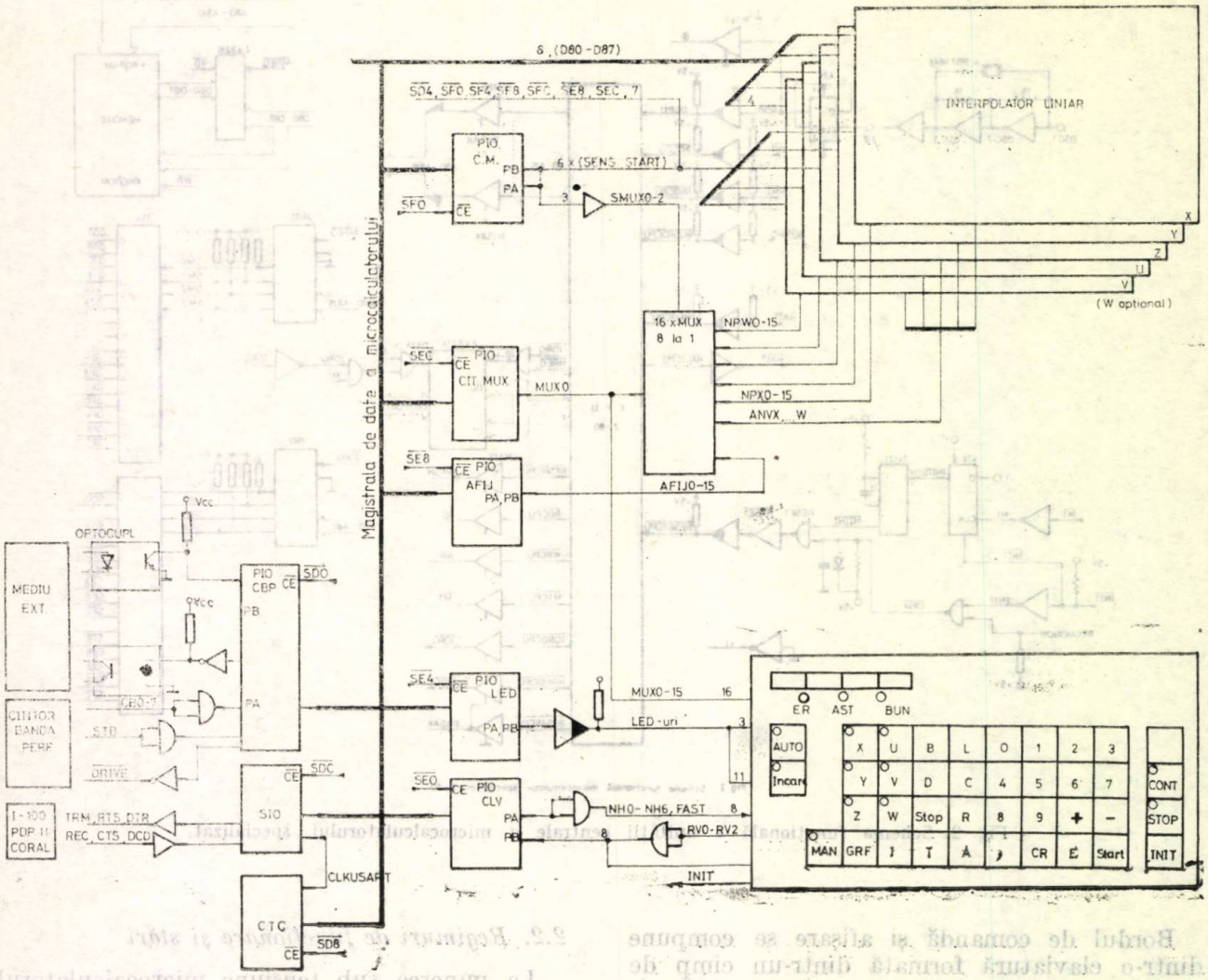


Fig. 3. Schema funcţională a interfeţelor microcalculatorului specializat cu Z80.

niște valori relative între robot și un reper fix al spațiului de lucru și de a introduce și executa programe mici.

În regimul automat microcalculatorul rămîne la dispoziția nivelului 3 (minicalculatorul I100) care încarcă programul de lucru și lansează programul de execuție. Încărcarea programelor de la minicalculator se face pe blocuri cu caracter de confirmare a recepționării corecte. Blocurile care reprezintă programul robotului sînt precedate de două caractere de control, CR-cod OD hexa și STX-cod 02 hexa și se termină cu caracterul ETX-cod 03 hexa după care urmează un octet ce reprezintă suma de control a programului. Suma de control nu include codurile OD, 02, 03 ce preced și termină programul robotului.

În regimul de încărcare microcalculatorul trece din starea de așteptare, prin acționarea tastei INCarcă de pe bordul de comandă și afișare după care microcalculatorul așteaptă încă un parametru pentru stabilirea dispozitivului de la care se încarcă programul. Astfel prin tasta C se asignează consola (DAF, teletype, centronix), prin tasta L, lectorul de bandă (LB-50), prin tasta R o memorie fixă, ce conține programe robot. Comanda se încheie cu caracterul retur de car (ODH).

Introducerea de la consolă se face cu ecou. Fiecare comandă transmisă este asamblată pe loc, i se fac corecturile greșelilor de editare în limitele regulilor de sintaxă admise; după care o comandă validă este depusă în memorie într-o formă simplificată — cod intern. Comenzile cu greșeli de sintaxă sau semantică ce nu pot fi rezolvate sînt neglijate (nu se depune nimic în memorie) și la consolă se transmite un mesaj de eroare. Programul introdus de la consolă nu trebuie să fie precedat sau succedat de caractere de control. Programele introduse de la lectorul de bandă și cele preluate din memoria EPROM sînt identice ca formă cu cele de la minicalculator. Scopul pentru care s-a adoptat și varianta de încărcare prin EPROM este de

a creşte fiabilitatea sistemului şi de a scurta timpul de punere în funcţiune a robotului în cazul unor loturi de piese relativ mari.

3. Nivelul 1. Interpolatorul de mişcare

În cadrul structurii subsistemului de comandă al roboţilor un loc important îl ocupă interpolatorul de mişcare. Prin interpolatorul de mişcare înţelegem numai acele subansamble funcţionale care pot gestiona singure mişcarea pe o axă fără intervenţia unităţii centrale. Interpolatorul de mişcare este conceput ca un dispozitiv hardware programabil. Interpolatorul de mişcare este comandat de microprocesorul central şi are sarcina de a controla mişcarea pe o axă. În figura 4 este prezentată schema funcţională a unui interpolator de mişcare. Interpolatorul de mişcare poate fi privit ca un circuit de I/E programabil al sistemului microprocesor central. Interpolatorul se programează să livreze subsistemului de acţionare al robotului un număr de paşi în regim de accelerare/decelerare. Avînd în vedere curba cuplu-viteză a unui motor pas cu pas, curba de accelerare trebuie să aibă un astfel de profil încît la viteze mici, unde cuplul este mare, accelerarea să fie mare şi la viteze mari unde cuplul scade valoarea accelerației să fie mică (figura 5).

Acest profil al curbei de accelerare se consideră unul din punctele temei de proiectare a interpolatorului de mişcare. Celelalte puncte ale temei de proiectare ar fi : 1) stabilirea valorii frecvenţei de start (f. min.) ; 2) stabilirea frecvenţei de regim (f. max.) şi 3) timpul de accelerare (Ta).

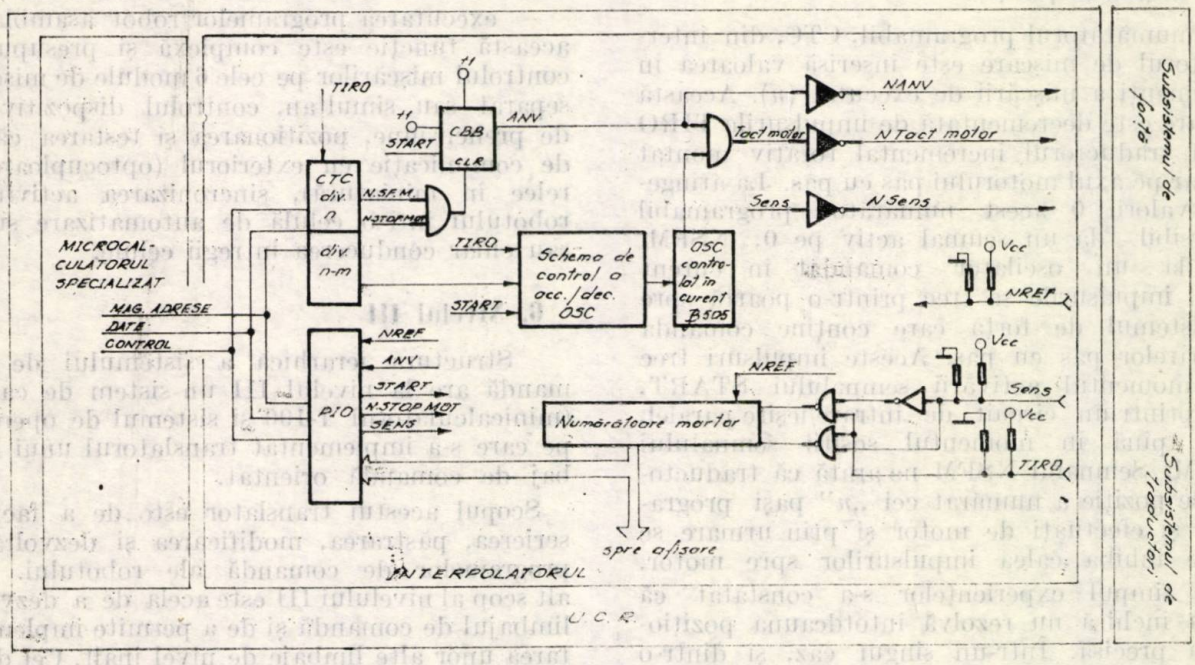


Fig. 4. Schema-bloc a interpolatorului de mişcare.

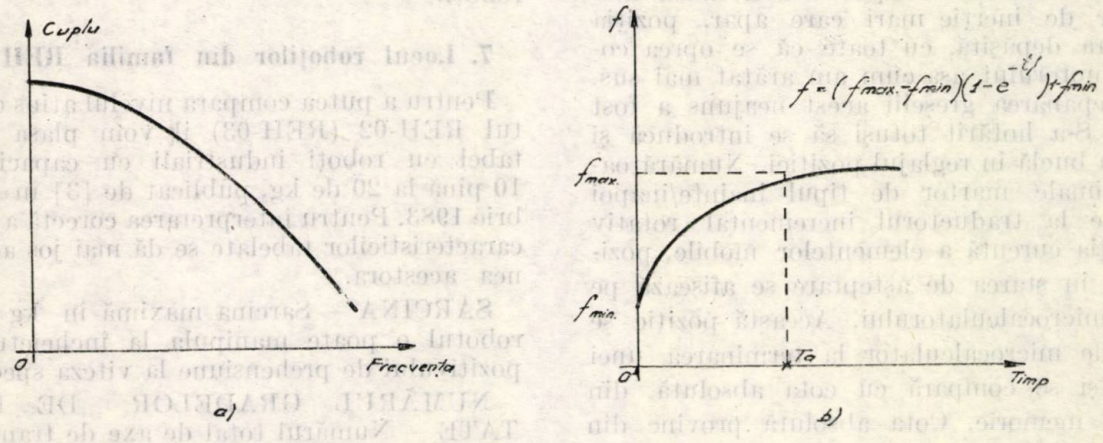


Fig. 5. Diagrama cuplu-frecvenţă şi curba de accelerare optimă pentru motoarele pas cu pas.

Toate aceste elemente ale curbei de lansare trebuie să se poată stabili în anumite limite independent una de cealaltă. Interpolatorul de mişcare se compune dintr-un oscilator comandat în curent, două numărătoare programabile (2×1/3 8253) şi un numărător zecimal martor.

Interfaţa interpolatorului spre sistemele de acţionare şi senzorial (traductori de poziţie) constă din patru semnale TTL de putere şi legătura de masă. Aceste semnale se numesc: NS (sens negat, ieşire), NTM (tact motor negat, ieşire), NANV (anvelopă ieşire) şi TIRO (tact de confirmare de la traductori, intrare).

Interfaţa interpolatorului de mişcare cu microcalculatorul specializat constă din magistralele de adresă, date şi control ale microcalculatorului.

4. Reglarea poziţiei

În numărătorul programabil, CTC, din interpolatorul de mişcare este înscrisă valoarea în incrementi a mişcării de executat (n). Această valoare este decrementată de impulsurile TIRO de la traductorul incremental rotativ montat solidar pe axul motorului pas cu pas. La atingerea valorii 0 acest numărător programabil reversibil dă un semnal activ pe 0, NSFM. De la un oscilator comandat în curent β565, impulsurile se trec printr-o poartă spre subsistemul de forţă care conţine comanda motoarelor pas cu pas. Aceste impulsuri trec din momentul activării semnalului START, dat printr-un circuit de intrare/ieşire paralel, PIO, pînă în momentul sosirii semnalului NSFM. Semnalul NSFM ne arată că traductorul de poziţie a numărat cei „n" paşi programaţi şi efectuaţi de motor şi prin urmare se poate inhiba calea impulsurilor spre motor.

În timpul experienţelor s-a constatat că bucla închisă nu rezolvă întotdeauna poziţionarea precisă. Într-un singur caz, şi dintr-o greşală software pe interpolatorul de mişcare a rotaţiei de bază (cea mai grea mişcare), nu se făcea decelerarea mişcării. Din cauza momentelor de inerţie mari care apar, poziţia finală era depăşită, cu toate că se oprea comanda motorului, aşa cum am arătat mai sus. După depanarea greşelii acest neajuns a fost depăşit. S-a hotărît totuşi să se introducă şi o a doua buclă în reglajul poziţiei. Numărătoarele zecimale martor de tipul înainte/înapoi conectate la traductorul incremental rotativ ţin poziţia curentă a elementelor mobile, poziţie care în starea de aşteptare se afişează pe bordul microcalculatorului. Această poziţie se citeşte de microcalculator la terminarea unei mişcări şi se compară cu cota absolută din zona de memorie. Cota absolută provine din comanda executată. Dacă se constată o diferenţă atunci se comandă o nouă mişcare, o mişcare de corecţie, după care se face o nouă verificare. Dacă după un număr prestabilit de încercări nu se reuşeşte poziţionarea se abandonează, semnalizînd acest tip de eroare sonor şi prin afişare.

5. Funcţiile unităţii de comandă a robotului

La realizarea funcţiilor UCR concură în afara resurselor hardware şi modulele software care sînt descrise într-un articol separat.

Principalele funcţii ale UCR sînt:

— preluarea programelor de la dispozitivul de intrare asignat şi funcţie de acesta verificarea parităţii şi sumei de control;

— asamblarea programelor preluate cu efectuarea unui control sintactic şi semantic, în urma asamblării rezultă un cod intern simplificat care se depune în memorie;

— executarea programelor robot asamblate; această funcţie este complexă şi presupune: controlul mişcărilor pe cele 6 module de mişcare separat sau simultan, controlul dispozitivului de prehensiune, poziţionarea şi testarea căilor de comunicaţie cu exteriorul (optocuploare şi relee în miniatură), sincronizarea activităţii robotului într-o celulă de automatizare suplă sau chiar conducerea întregii celule.

6. Nivelul III

Structura ierarhică a sistemului de comandă are la nivelul III un sistem de calcul (minicalculatorul I-100 şi sistemul de operare) pe care s-a implementat translatorul unui limbaj de comandă orientat.

Scopul acestui translator este de a facilita scrierea, păstrarea, modificarea şi dezvoltarea programelor de comandă ale robotului. Un alt scop al nivelului III este acela de a dezvolta limbajul de comandă şi de a permite implementarea unor alte limbaje de nivel înalt. Cel de-al treilea rol al nivelului III este de a conduce celule de automatizare suple conţinînd mai mulţi roboţi.

7. Locul roboţilor din familia REH

Pentru a putea compara nivelul atins de robotul REH-02 (REH-03) îl vom plasa într-un tabel cu roboţi industriali cu capacităţi de 10 pînă la 20 de kg, publicat de [3] în septembrie 1983. Pentru interpretarea corectă a tuturor caracteristicilor tabelate se dă mai jos accepţiunea acestora.

SARCINA — Sarcina maximă în kg pe care robotul o poate manipula la încheietura dispozitivului de prehensiune la viteza specificată.

NUMĂRUL GRADELOR DE LIBERTATE — Numărul total de axe de translaţie şi rotaţie disponibile în varianta standard.

Tabelul 1

Fabricat	Model	Sarcina	Configurație	Nr.gr. lib.	Acționare	Control	Limite	Repet. mm	Rezol. mm	Viteza m/s	Aplicații	Comentarii
Advanced Robotic SUA	CYRO 820	10	cartezian	5	electric mcc.	CP	—	0,3	1	1	Sudura în arc.	
ASEA Suedia	MHU senior	15	cilindric	3	pneumatic	*	1310H 1790V	0,1	—	1H 0,3V	— încărcare — manipulare	* prin controler cu limitatoare de cursă.
Automatica România					electric mcc.							
Dainichi Kiko Japonia	HAUBOT	10	cilindric	5	pneumatic	mecanic	850H 1000V	0,2	—	1/H 0,6V		* PTP pentru o axă și pînă la 6 axe simultan CP.
	RF10	10	braț art.	3	electric mcc.	PTP/CP *	2870H 150V**	0,5	—	—	tăiere cu plasmă	* plus translație
FANUC Japonia	AI	15	cilindric	5	electric CA	PTP	190 H 1530V	0,1	—	1,2H 0,6V	— asamblare — manipulare	
HITACHI Japonia	Process Robot	10	braț art.	5	electric mcc.	CP	1257H 1588V	0,2	—	1,0	— sudură — încărcare — manipulare	
Mitsubishi Japonia	RW-1	10	braț.art.	5	electric mcc.	CP	1280H 1768V	0,2	—	1	— sudură	
OLIVETTI Italia	seria 3	10	cartezian	4/5	electric mcc.	PTP	410H 410V 1400L*	0,1	—	0,5	— asamblare — inspecție	* plus translație
TRALLAFA Norvegia	TR 4000	15	braț.art.	6	hidraulic	servo	1810H 2040V	—	—	—	— vopsire — manipulare	
TEHNOFRIG România*	REH-03	10	cilindric	4/5	electro-hidraulic pas cu pas	PTP	450H 400V 350°	—	0,0BH 0,03V	0,2HV 0,15V	— manipulare — încărcare	* produs de Tehnofrig în colaborare cu ITC—Cluj-Napoca, proiectat de IP Cluj-Napoca în colaborare cu ITC Cluj-Napoca
UNIMATION SUA	760	10	braț art.	6	electric mcc.	CP*	1250	0,2	—	0,5	— sudură — manipulare — asamblare	* programabil în limbaj VAL.
VOLKSWAGEN Germania	K15	15	braț art.	5	electric mcc.	PTP	1800H 2500V	1,0	—	1,2	— manipulare — încărcare	

SISTEMUL DE ACŢIONARE — Se referă la modul de acţionare al axelor principale (altele decît cele folosite la rotaţia dispozitivului de prehensiune sau la dispozitivul de prehensiune propriu-zis).

LIMITE — Indică valorile limită în milimetrii ce le poate atinge dispozitivul de prehensiune pe orizontală (H), verticală (V) şi lateral (L).

REPETABILITATEA — Este variaţia maximă ce se poate măsura în milimetrii la comenzi repetate de întoarcere la un punct fix.

REZOLUŢIA — Este valoarea minimă care poate fi comandată şi atinsă pe fiecare axă de mişcare.

VITEZA — Este valoarea maximă a vitezei dispozitivului de prehensiune sub sarcina specficată pe o direcţie de mişcare.

CONFIGURAŢIA — Se referă la axele de mişcare principale, relative la un sistem de coordonate, cartezian, cilindric, sferic. Se utilizează şi noţiunea de braţ articulat, BA, pentru mişcări ce nu pot fi încadrate în unul din sistemele de mai sus.

CONTROLUL — Se referă la modul de control al poziţiei care se presupune a fi în buclă închisă folosind traductori de poziţie. Modul PTP (punct cu punct) sau CP (urmărire continuă) sînt cele mai utilizate).

8. Concluzii

Structura ierarhizată şi modulară asigură o anumită flexibilitate a sistemului de comandă, permiţînd îmbunătăţiri şi dezvoltări ulterioare, păstrînd structurile hardware neschimbate, permite atît controlul mişcărilor simultan pe cele 6 axe cît şi integrarea într-o celulă de automatizare suplă şi conducerea acesteia.

Bibliografie

[1] *Mihai Drăgănescu* — A doua revoluţie industrială Microelectronica, automatica, informatica — factori determinanţi. Editura Tehnică Bucureşti, 1980.

[2] *Adrian Davidoviciu, Radu Magda.* Roboţi industriali Editura Tehnică, Bucureşti, 1983.

[3] * * * The Industrial Robot. September 1983.

CZ 007.52 : 621.394

ROBOŢI INDUSTRIALI
TASTATURĂ PLANĂ
ASAMBLARE CODURI

Tastatura unităţii de comandă a robotului REH—02

EMIL PRECUP, LUCIA VACARIU — CLUJ-NAPOCA

Introducere

Bordul de comandă şi afişare a unităţii de comandă a robotului REH-02 se compune dintr-o tastatură plană, circuitele logice aferente şi dispozitivele de afişare. Tastatura plană de tip membrană a fost preferată în această aplicaţie datorită caracteristicilor de siguranţă în funcţionare.

1. Tastatură plană tip membrană

Tastatura plană tip membrană este alcătuită din următoarele părţi : suportul, distanţierul, membrana cu metalizări şi membrana grafică (fig. 1).

Suportul este sticlostratitex placat cu cupru pe care sînt imprimate elementele contactului. Membrana cu metalizări este realizată din folie de poliester (polietilen tereftalat — PET), matisată prin sablare, de 75 μm ÷ 100 μm. Pe partea matisată sînt distribuite insule metalizate flexibile, realizate prin procedeul de evaporare în vid. Se evaporă un aliaj de Cr—Ni în grosime de 2500 Å.

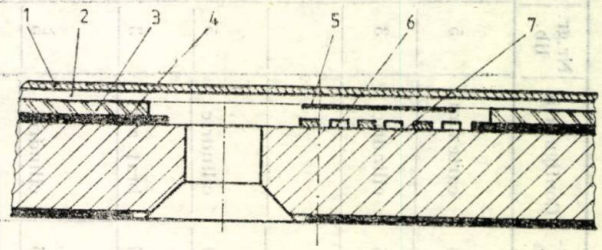


Fig. 1. Tastatură plană tip membrană :
— 1 membrana grafică
— 2 membrana cu metalizări
— 3 distanţierul
— 4 plan de masă
— 5 metalizare
— 6 elementele contactului
— 7 suportul.

Distanţierul este realizat din foile de poliester de grosime 150 μm avînd rolul de a menţine contactele în starea „deschisă". În momentul

* Institutul de proiectări automatizări — Filiala Cluj-Napoca

apăsării membranei cu o forță suficient de mare, aceasta se deformează elastic realizîndu-se „închiderea" contactului.

După ce încetează apăsarea membranei aceasta revine elastic la poziția de repaus „deschizînd contactul".

Membrana grafică poate fi realizată din folie PET, matisată pe care sînt imprimate semne convenționale. Imprimarea prin tehnică serigrafică se face pe partea matisată avînd grijă ca sitele să fie realizate „în oglindă". Peste straturile de vopsea se pune un strat de Crilorom LD care formează o peliculă protectoare. Partea cu pelicula protectoare se așază peste membrana cu metalizări, semnele convenționale imprimate fiind vizibile prin transparența foliei. În acest mod se asigură o bună rezistență la uzură a tastaturii. Membranele se lipesc între ele și de circuitul imprimat, cu adeziv acrilic.

Studiul flexibilității membranei cu metalizări precum și procedeele de verificare la anduranță ale peliculei conductoarea au constat din următoarele: s-a calculat modulul de elasticitate E al materialului cu ajutorul unui aparat de încercat la tracțiune. Modulul calculat este 274 daN/mm², pentru o epruvetă din PET matisat de 100 μm. Această valoare este apropiată de valorile găsite în bibliografia de specialitate — 137 daN/mm² [1] și 340 daN/mm² [2].

În cele ce urmează s-a considerat că membrana ascultă de legea lui Hooke și lucrează în zona deformațiilor și deplasărilor mici. S-a considerat că suprafața mediană a membranei cu metalizări în dreptul unei taste este o suprafață de rotație, iar sarcina care acționează asupra acesteia este dispusă simetric în raport cu axa suprafeței mediane. S-a considerat că și după deformare, membrana își păstrează simetria axială.

Grosimea membranei s-a considerat ca fiind suma grosimilor membranelor cu metalizări și grafică, neglijînd grosimea stratului de vopsea și a adezivului precum și grosimea metalizării. S-a neglijat și coeficientul de elasticitate al adezivului folosit.

Relația între săgeata membranei și presiune este dată în „Calcul de rezistența în construcția de mașini" de Ponomariov [3]:

$$w_0 = 0{,}75\, r_1 \sqrt[3]{\frac{p r_1}{E h}}, \qquad (1)$$

în care:

w_0 = săgeata [mm]

h — grosimea membranei [mm]

p — presiunea $\left[\frac{\text{daN}}{\text{mm}^2}\right]$

r_1 — raza suprafeței de rotație [mm]

E — modulul de elasticitate $\left[\frac{\text{daN}}{\text{mm}^2}\right]$

și știind că $p = \frac{F}{\pi r_1^2}$ (2)

rezultă relația:

$$r_1 = \sqrt{\frac{E h w_0^3}{0{,}75^3 F} \cdot \pi}, \qquad (3)$$

în care $F = 0{,}1$ daN forța de apăsare a unei taste. Pentru următoarele valori: $w_0 = 0{,}22$; $h = 0{,}15$; $E = 274$; rezultă $r_1 \approx 6$ mm.

În acest exemplu de dimensionare a razei r_1, s-a considerat $w_0 > d$ pentru ca metalizarea care produce scurtcircuit între grile să poată acoperi o arie cît mai mare, cunoscut

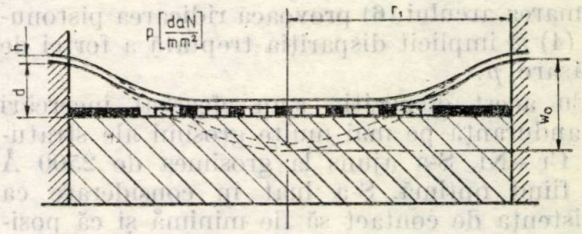


Fig. 2. Model pentru calculul elasticității membranei:
— d grosimea distanțierului
— $r1$ raza suprafeței de rotație
— h grosimea membranei
— p presiunea
— w_0 săgeata.

fiind faptul că în acest caz aria suprafeței de contact este invers proporțională cu rezistența de contact. În acest mod s-a obținut o rezistență de contact de maximum 5 ohmi.

Pentru verificarea la anduranță s-a construit un dispozitiv acționat de un motor electric de curent continuu prin intermediul unui excentric. Schița de principiu este prezentată în figura 3.

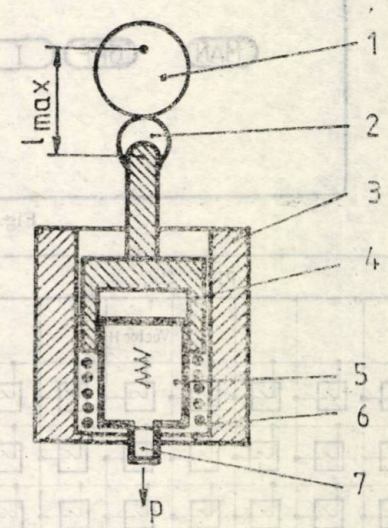


Fig. 3. Dispozitiv pentru verificarea la anduranță a tastaturii tip membrană
— 1 excentric
— 2 culegător
— 3 stator
— 4 piston
— 5 tastă cu efect Hall
— 6 arc pentru revenirea pistonului
— 7 plonjorul tastei.

Dispozitivul constă dintr-un piston (4) care face mişcare de translaţie pe axa verticală, translaţie asigurată de rotirea excentricului (1), care transmite mişcarea culegătorului (2) care este solidar cu pistonul (4). Plonjorul (7) apasă tasta tip membrană martor, cu o forţă calibrată la 1 N generată de arcul tastei referinţă, pistonul comprimă arcul (6) permiţînd înaintarea tastei de referinţă (5). Se menţionează că plonjorul tastei aplică o forţă de apăsare p variabilă tastei tip membrană, simulînd în acest fel funcţionarea reală. Decomprimarea arcului (6) provoacă ridicarea pistonului (4) şi implicit dispariţia treptată a forţei de apăsare p.

Cu acest dispozitiv s-au efectuat încercări la anduranţă pe mai multe grosimi ale stratului Cr—Ni. S-a ajuns la grosimea de 2500 Å ca fiind optimă. S-a luat în considerare ca rezistenţa de contact să fie minimă şi că posibilităţile de măsură a grosimii depunerii metalice sînt limitate.

Numărul de cicli minimi a fost de 1,5 milioane de acţionări. Numărul maxim de cicli a fost de 8 milioane de acţionări, frecvenţa de acţionare 10 contacte/secundă, tensiunea 5 Vcc, curent 2 mA, iar oscilaţiile datorită contactului au fost în cel mai defavorabil caz 20 ms. S-a studiat comportarea unor adezivi la ciclul climatic, în timp îndelungat, cum ar fi: adezivi pe bază de elastomeri, adeziv tip Crilorom — Rîşnov, adezivi acrilici. Adezivi acrilici produşi de Institutul de chimie din Cluj-Napoca asigură o temperatură de operare cuprinsă între —40°C +85°C în condiţii de umiditate relativă fără condensare 95% precum şi elasticitate deosebită timp îndelungat.

2. Tastatura unităţii de comandă a robotului REH-02

În regim de lucru manual robotul REH-02 este comandat prin secvenţe de mişcări primite prin intermediul tastaturii specializate. Tastatura plană tip membrană este realizată pentru unitatea de comandă a robotului REH-02 în forma din figura 4.

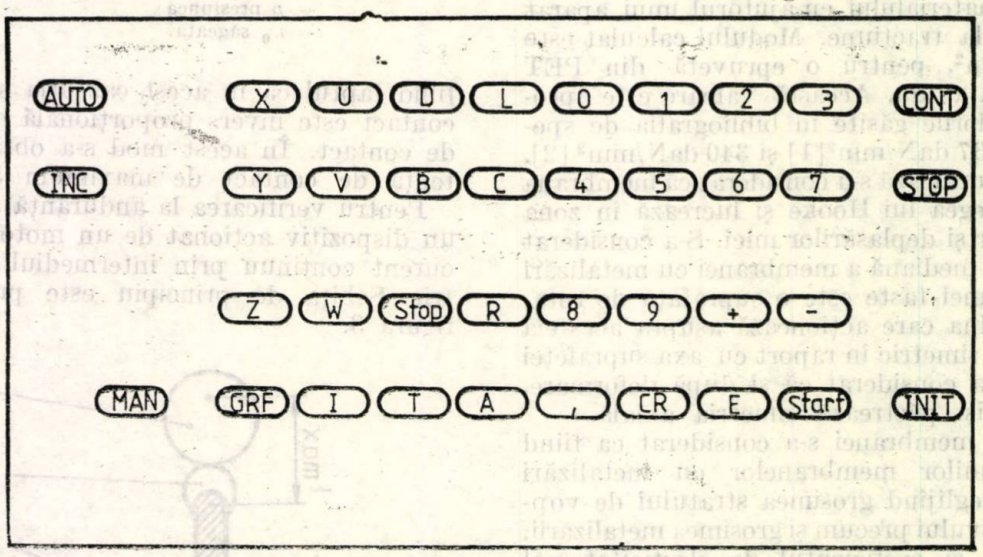


Fig. 4. Tastatură robot REH-02.

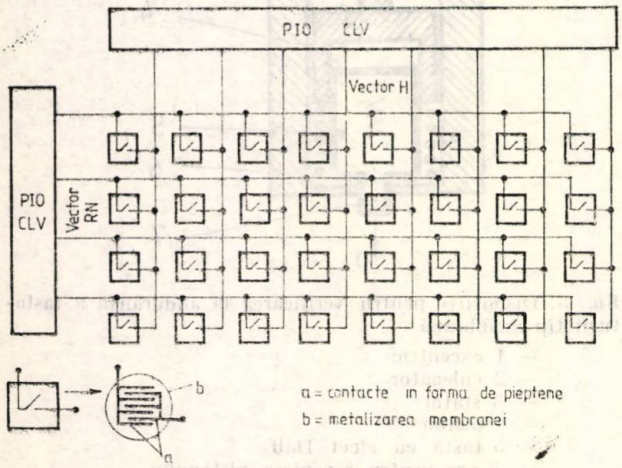


Fig. 5. Tastatură — schemă bloc.

Tastele AUTO, INC, MAN, CONT, STOP şi INIT sînt taste de comandă pentru regimuri şi stări. Celelalte 24 de taste, organizate pe 4 linii şi 8 coloane alcătuiesc zona testelor de programare. În regimul manual microprocesorul supervizează zona tastelor de programare şi asamblează codul ASCII, corespunzător numelui tastei acţionate, prin subrutina „CLV".

3. Subrutina CLV

Subrutina CLV (claviatură) este un program din cadrul sistemului software cu care este înzestrat robotul REH-02. Ea permite asamblarea codului tastelor de programare ale tastaturii.

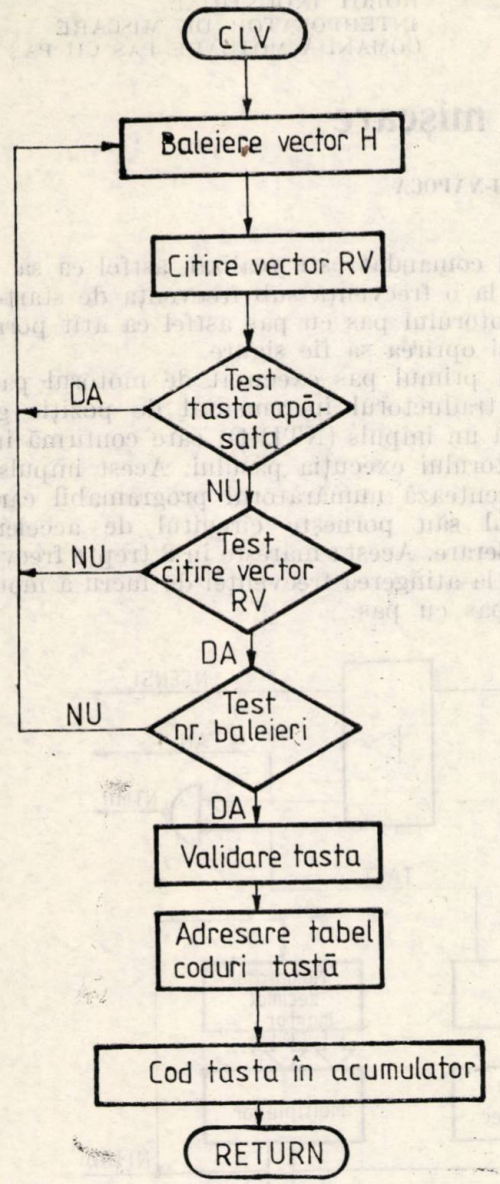


Fig. 6. Subrutină CLV-diagramă.

Scopul asamblării acestor coduri este de a avea aceiaşi formă a programelor robot fie că sînt introduse de la tastatură sau consolă, microcalculator, lector de bandă.

Diagrama subrutinei (fig. 6) prezintă modul ei de acţiune pentru a obţine codul tastei acţionate. Asamblarea unui cod de tastă se face în urma baleierii zonei tastelor de programare. O coloană din cele 8 ale zonei este ţinută la un moment dat la masă. Aceasta se realizează cu un vector H, depus pe coloane de un circuit PIO (fig. 5). Valorile vectorului H se obţin prin rotirea în inel a unui registru, în care numai un bit este 0. După fiecare deplasare a „0" — ului din vectorul H, se citesc cele 4 linii orizontale, tot printr-un circuit PIO (vector RV); dacă nici un bit din vectorul RV nu are valoarea logică 0, nici o tastă nu a fost apăsată şi deci se continuă baleierea pe coloane. Dacă se detectează un nivel logic 0 tasta aflată la intersecţia coloanei cu nivel 0 şi linia cu acelaşi nivel, a fost acţionată. Se repetă citirea vectorului RV pentru a verifica citirea unei singure taste (deci asamblarea unui singur cod). Dacă s-a stabilit linia tastei din valoarea vectorului H şi din valoarea vectorului RV se asamblează adresa tabelului codurilor tastelor, de unde se va extrage codul tastei acţionate. Dacă din greşeală s-au apăsat mai multe taste, programul se reia de la început pînă la clarificarea situaţiei. Se testează şi numărul de baleieri stabilit pentru a mări siguranţa citirii şi se face o validare a stabilirii tastei prin verificarea terminării apăsării pe tastă.

5. Concluzii

Tastatura plană tip membrană realizată la I.T.C. Filiala Cluj-Napoca are avantajul că poate fi produsă cu ajutorul tehnologiei existente, cu materiale relativ uşor procurabile. Este o tastatură cu fiabilitate sporită fiind deja aplicată sau în curs de aplicare la echipamente de comandă pentru roboţi industriali, echipamente de test şi control, maşini-unelte cu comandă numerică, maşini de calcul, calculatoare personale. Alte domenii în care credem că ar fi de interes sînt: aparate medicale, aparate telefonice, echipamente portabile de comunicaţii etc.

Bibliografie

[1] Siemens — Memoratorul inginerului electronist. Ed. Tehnică, Bucureşti.

[2] C. A. *Harper* — Elektronikus szerkezetek konstrukciója es gyártása kézikönyo. Müszaki könyvkiadö. Budapest, 1972.

[3] *Ponomariov, S.D.* ş.a. — Calculul de rezistenţă în construcţia de maşini. Vol. II, Ed. Tehnică, Bucureşti, 1963

CZ 007.52 : 621—756

ROBOT INDUSTRIAL
INTERPOLATOR DE MIŞCARE
COMANDĂ MOTOARE PAS CU PAS

Interpolatorul de mişcare

DAN CIOBOTARU * — CLUJ-NAPOCA

Introducere

Interpolatorul de mişcare este un dispozitiv hardware programabil, care are rolul de a genera semnalele de tact şi sens necesare acţionării motoarelor pas cu pas ale robotului REH-02. Pentru aceasta el preia semnalele generate de traductorii incrementali de poziţie, închizînd bucla de reacţie negativă. Locul interpolatorului în cadrul unităţii de comandă este prezentat în figura 1 din articolul „Structura subsistemului de comandă al robotului REH-02", iar schema sa bloc este prezentată în figura 1.

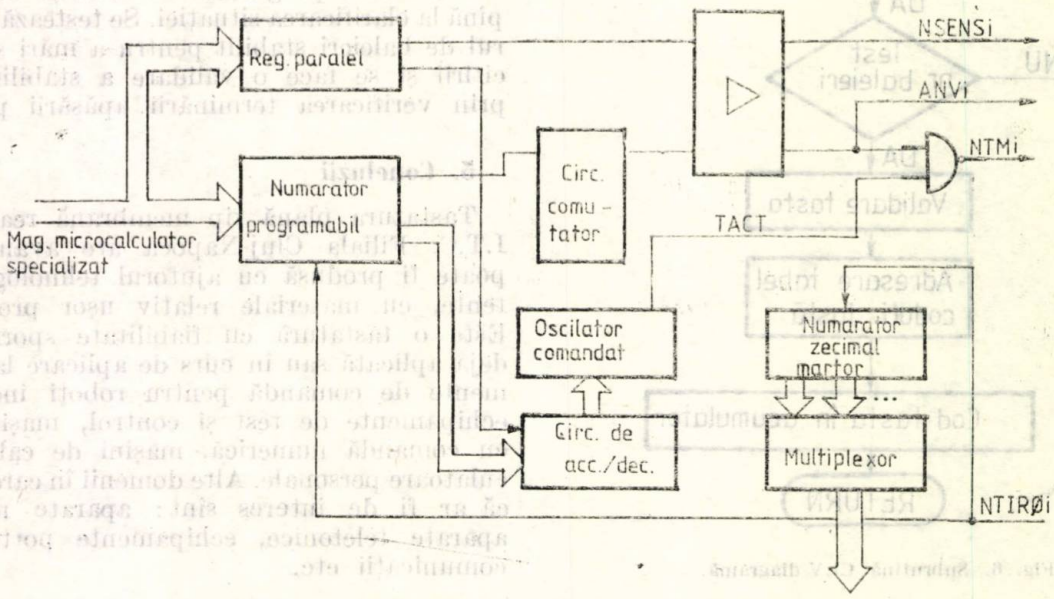


Fig 1. Interpolatorul de mişcare. Schema bloc.

1. Pricipiul de funcţionare

Principiul de funcţionare al interpolatorului de mişcare este următorul: pe magistrala de date a microprocesorului numărătorul programabil este încărcat cu o valoare egală cu numărul de paşi necesari a fi executaţi de către motorul pas cu pas respectiv, precum şi numărul de paşi necesari decelerării motorului. De asemenea se introduce în registrul paralel valoarea corespunzătoare sensului dorit (SENS) şi un semnal pentru startarea mişcării (NST).

Recepţionarea semnalului de start de către circuitul comutator deschide calea tactului de la oscilatorul comandat, către motoare. Oscilatorul comandat este realizat astfel ca să oscileze la o frecvenţă sub frecvenţa de start-stop a motorului pas cu pas astfel ca atît pornirea cît şi oprirea să fie sigure.

La primul pas executat de motorul pas cu pas traductorul incremental de poziţie generează un impuls (NTIRO) care confirmă interpolatorului execuţia pasului. Acest impuls decrementează numărătorul programabil care la rîndul său porneşte circuitul de accelerare-decelerare. Acesta măreşte în 8 trepte frecvenţa pînă la atingerea frecvenţei de lucru a motorului pas cu pas.

Cînd numărătorul programabil ajunge la o valoare egală cu numărul de paşi programaţi pentru decelerare, circuitul de accelerare-decelerare primeşte un semnal care declanşează decelerarea pînă în momentul cînd oscilatorul ajunge la frecvenţa de stop sigură pentru motor. Cînd numărătorul programabil ajunge la valoarea „0" circuitul comutator opreşte tactul către motoarele pas cu pas mişcarea fiind încheiată.

Tactul primit de la traductor incrementează sau decrementează în funcţie de sens un numărător zecimal martor care conţine astfel în orice moment poziţia efectivă a motorului, poziţie care poate fi afişată sau citită de către unitatea centrală. Imediat după recepţionarea startu-

* Institutul pentru tehnica de calcul Filiala Cluj-Napoca.

lui unitatea centrală verifică dacă mişcarea a început, după care mişcarea se desfăşoară sub controlul interpolatorului.

În figura 2 este prezentată schema electrică a interpolatorului de mişcare.

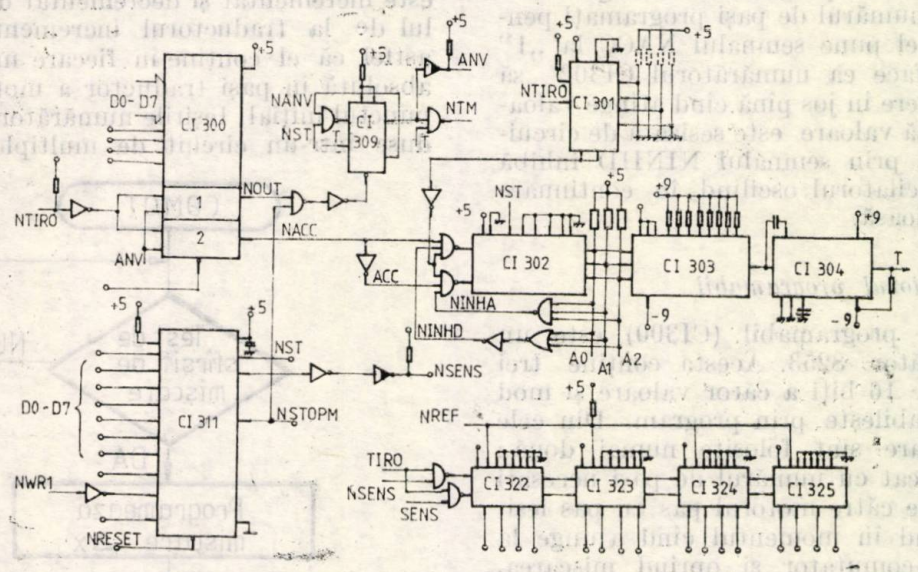


Fig. 2. Interpolatorul de mişcare. Schema electrică.

2. Realizarea practică

2.1. Oscilatorul comandat

Oscilatorul comandat este realizat cu un circuit PLL (CI304) care generează o frecvenţă proporţională cu curentul injectat în terminalul 8 al circuitului. Comanda de curent pentru oscilator este dată de un circuit multiplexor analogic (CI303) care în funcţie de numărul K de pe intrările logice A0A1A2 selectează una din cele 8 rezistenţe legate la intrările multiplexorului. Astfel curentul generat va fi dat de relaţia :

$$i_K = \frac{V_+}{R_c + R_K} \text{ unde}$$

V_+ = tensiunea pozitivă de alimentare (+9V)

R_c = rezistenţa canalului ($\approx 200\ \Omega$)

R_K = rezistenţa corespunzătoare selecţiei K.

Variaţia frecvenţei generate este liniară cu curentul injectat.

Soluţia adoptată prezintă dezavantajul unei accelerări-decelerări uşor sacadate datorată treptelor discrete de frecvenţă, dar oferă avantajul posibilităţii trecerii rapide peste frecvenţele de rezonanţă ale sistemului motor pas cu pas — sistem mecanic. Prin alegerea convenabilă a celor 8 rezistenţe se poate modifica de asemenea alura curbei de accelerare-decelerare.

Variaţia frecvenţei în timp este prezentată în figura 3.

2.2. Circuitul de accelerare — decelerare

Semnalele obţinute de la traductorul de poziţie incremental pot fi divizate de numărătorul CI301 prin preselectarea intrărilor sale făcînd

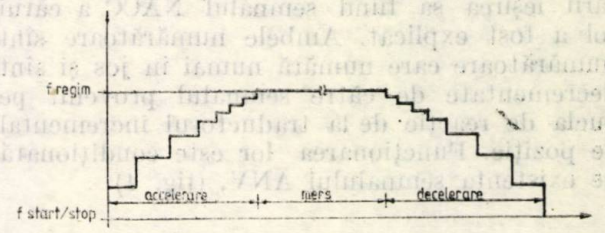


Fig. 3. Variaţia în timp a frecvenţei.

posibilă astfel fixarea numărului de paşi executaţi pe o treaptă de frecvenţă. Pe durata accelerării şi mersului în regim semnalul NACC (fig. 4) provenit de la numărătorul programabil are valoarea „0" logic, iar pe durata decelerării şi în pauză el are valoarea „1" logic. Circuitul CI302 este un numărător înainte-înapoi care primeşte impulsul de numărare de la traductorul incremental de poziţie pe durata accelerării numărînd direct. În momentul în care

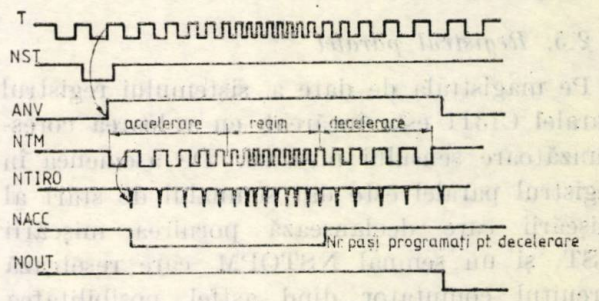


Fig. 4. Interpolatorul de mişcare. Diagrama de timp.

numărătorul atinge valoarea E_H (ieşirea cea mai puţin semnificativă nu este folosită) starea sa este sesizată de către circuitul CI305 care prin semnalul NINHA inhibă accelerarea, motorul rulînd la frecvenţa sa maximă de lucru. Cînd numărătorul programabil atinge o valoare egală cu numărul de paşi programaţi pentru decelerare el pune semnalul NACC la „1" logic ceea ce face ca numărătorul CI302 să înceapă să numere în jos pînă cînd atinge valoarea „0". Această valoare este sesizată de circuitul CI307 care prin semnalul NINHD inhibă decelerarea, oscilatorul oscilînd în continuare pe frecvenţa joasă.

2.3. Numărătorul programabil

Numărătorul programabil (CI300) este un circuit numărător 8253. Acesta conţine trei numărătoare pe 16 biţi a căror valoare şi mod de lucru se stabileşte prin program. Din cele trei numărătoare sînt folosite numai două: unul este încărcat cu numărul de paşi necesari a fi efectuaţi de către motorul pas cu pas ieşirea sa comutînd în momentul cînd ajunge la zero circuitul comutator şi oprind mişcarea, celălalt este încărcat cu numărul de paşi de efectuat pînă în momentul declanşării decelerării ieşirea sa fiind semnalul NACC a cărui rol a fost explicat. Ambele numărătoare sînt numărătoare care numără numai în jos şi sînt decrementate de către semnalul provenit pe bucla de reacţie de la traductorul incremental de poziţie. Funcţionarea lor este condiţionată de existenţa semnalului ANV, (fig. 4).

2.4. Circuitul comutator

Este un bistabil CI309 declanşat de către semnalul NST de la registrul paralel. Căderea semnalului NST pune semnalul ANV la „1" logic lăsînd tactul să ajungă spre motor. Totodată semnalul NANV devine „0" memorînd starea bistabilului şi după dispariţia semnalului NST. Semnalul ANV validează decrementarea numărătorului programabil. În momentul în care numărătorul devine zero ieşirea sa NOUT resetează comutatorul punînd semnalul ANV la „0" şi oprind astfel tactul spre motor.

2.5. Registrul paralel

Pe magistrala de date a sistemului registrul paralel CI311 este încărcat cu valoarea corespunzătoare sensului mişcării. De asemenea în registrul paralel este dat semnalul de start al mişcării care declanşează pornirea mişcării NST, şi un semnal NSTOPM care resetează circuitul comutator dînd astfel posibilitatea opririi prin program a mişcării.

2.6. Numărătorul martor

Este format din 4 numărătoare zecimale CI322—CI325 care sînt puse la „0" de către acţionarea senzorului de origine, poziţie considerată poziţie iniţială a mişcării. Numărătorul este incrementat şi decrementat de către semnalul de la traductorul incremental de poziţie astfel că el conţine în fiecare moment poziţia absolută în paşi traductor a motorului faţă de punctul iniţial. Ieşirile numărătorului sînt introduse într-un circuit de multiplexare şi pot fi

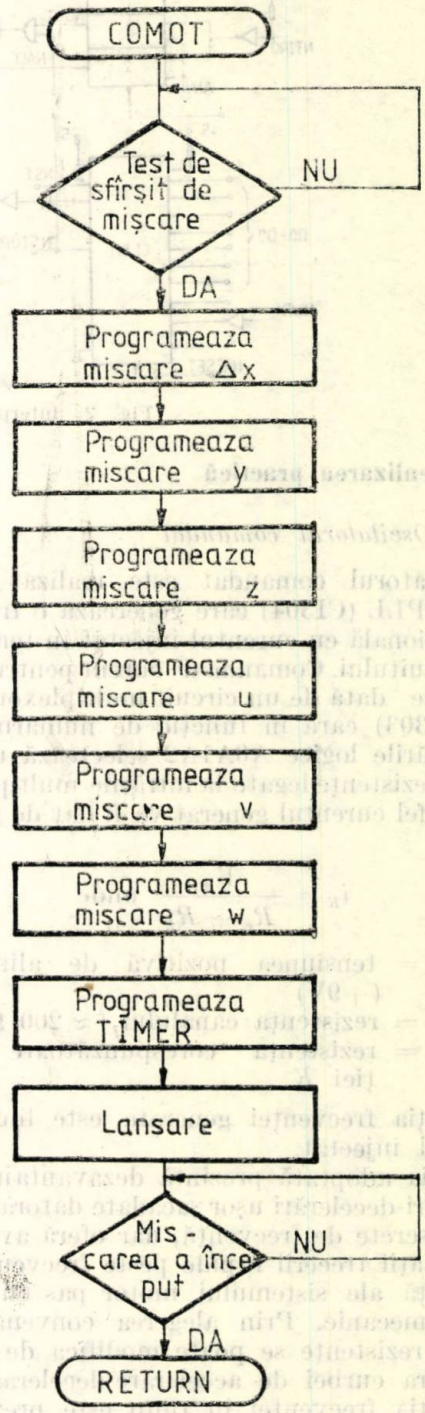


Fig. 5. Subrutina COMOT.

afişate pe bordul unităţii de comandă sau citite şi prelucrate ca informaţie de către aceasta.

3. Subrutina COMOT

Subrutina COMOT este un subprogram din cadrul sistemului SOFTWARE cu care este înzestrat robotul industrial REH-02, care are rolul de a programa cele 6 interpolatoare şi de a lansa mişcările pe cele 6 grade de libertate ale robotului. Urmărind diagrama subrutinei din figura 5 se poate constata că aceasta are 6 blocuri aproape identice pentru programarea celor 6 interpolatoare cu numărul de paşi de efectuat fiecare de către motor pas cu pas. Un astfel de bloc este prezentat în diagrama din figura 6.

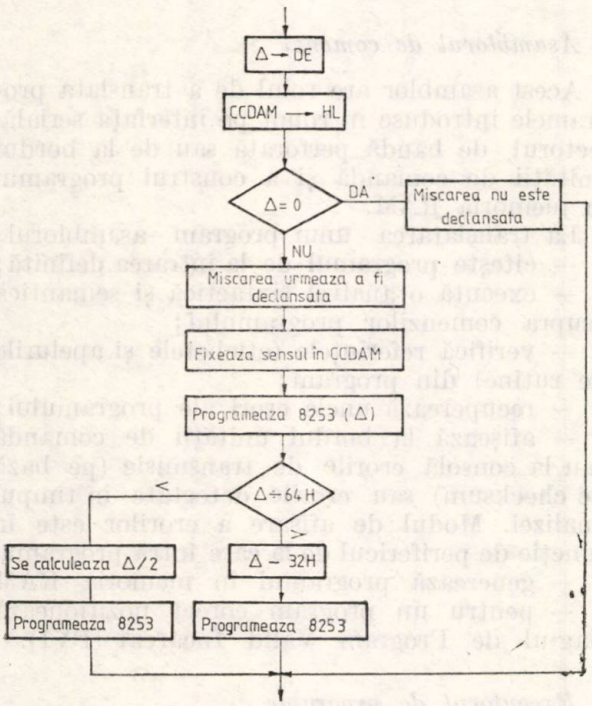


Fig. 6. Programarea unui interpolator.

La intrarea în subrutină există un test de sfîrşit de mişcare pentru mişcarea anterioară subrutina aşteptînd în buclă terminarea mişcării anterioare. În momentul în care aceasta s-a încheiat subrutina COMOT trece la programarea celor 6 interpolatoare. Această parte a subrutinei preia din memorie pe 2 octeţi valoarea numărului de paşi (Δ) ce urmează a fi executaţi. Două locaţii de memorie sînt folosite ca şi cuvînt de comandă CCDAM pentru cele 6 sensuri, cele 6 starturi şi pentru oprirea prin program a motoarelor. Biţii acestor locaţii sînt setaţi sau resetaţi de măsura programării celor 6 interpolatoare, la sfîrşit cuvîntul de comandă fiind trimis prin registrul paralel interpolatorului. Bitul cel mai semnificativ din Δ este folosit ca şi bit de sens şi este testat pentru poziţionarea corespunzătoare în cadrul cuvîntului de comandă. Dacă Δ = 0 bitul de start corespunzător din CCDAM este poziţionat la „0" logic şi se programează numărătorul programabil cu valoarea Δ, în caz contrar el este pus la „1" logic şi se sare peste programarea mişcării respective. Dacă Δ = 0 se testează dacă valoarea sa este mai mare decît 100 caz în care se programează o decelerare în 50 de paşi traductor. Dacă este mai mic decît 100 decelerarea va începe de la o valoare Δ/2.

După programarea celor 6 interpolatoare cu numărul de paşi de efectuat se programează un circuit de timp (TIMER). Acest circuit este programat cu o valoare acoperitoare duratei mişcării în cazul în care mişcarea nu s-a terminat în acest timp acoperitor acesta dînd un semnal de întrerupere pentru unitatea centrală care trece la tratarea unei subrutine de avarie. Această subrutină sesizează optic şi sonor semnalul de alarmă. În cazul unor mişcări simultane timpul de programare este acoperitor celei mai lungi mişcări de efectuat.

Urmează apoi lansarea propriu-zisă a mişcărilor prin trimiterea cuvîntului de comandă la registrul paralel al interpolatorului. Subrutina aşteaptă începerea fiecărei mişcări testînd ridicarea semnalului ANV de la interpolator.

4. Concluzii

Avantajele aduse de această soluţie constructivă atît în ceea ce priveşte preţul de cost cît şi viteza de lucru o recomandă în aplicaţii de acest gen. Experienţele făcute şi rezultatele obţinute pe robotul REH-02 confirmă şi ele soluţia adoptată.

CZ 007.52 : 001.12 ROBOŢI PROGRAMABILI

Structura software a subsistemului de comandă a robotului REH—02

FELMÉRI PÉTER* — CLUJ-NAPOCA

Introducere

Robotul REH-02 este coordonat de o unitate de comandă cu microprocesor Z80, construit la filiala Cluj a Institutului de tehnică de calcul.

1. Structura software a unităţii de comandă

Memoria unităţii de comandă este împărţită în două zone :

— zona EPROM — această parte a memoriei conţine software-ul specializat al robotului, monitorul procesorului elaborat de firma MOSTEK şi o zonă de date fixe;

— zona de RAM — această zonă este rezervată stivei sistem, programului de comandă şi altor date variabile.

Softul specializat al robotului se compune din :

— monitorul robotului;
— asamblor de comenzi;
— executorul de programe;
— bibliotecă de rutine.

Monitorul robotului

Monitorul unităţii de comandă are un rol dublu şi anume :

a) De iniţializare a sistemului la punere sub tensiune sau la apăsarea tastei INIT. Această iniţializare cuprinde :

— programarea circuitelor de intrare/ieşire (PIO şi SIO) ale unităţii de comandă;

— testul memoriei RAM (care în cazul detectării unei locaţii în care scrierea/citirea se face eronat, afişează adresa în cauză şi introduce microprocesorul în starea HALT);

— testul părţii hardware (test care se face numai în cazul că microswitch-ul afectat— TEST HARD — transmite semnal logic 1);

— depune în locaţiile RAM utilizate datele iniţiale şi face o ştergere generală în rest;

— face iniţializarea mecanică a robotului care se face prin comanda, pe motoarele robotului de revenire în origine pînă la atingerea limitatorilor. Deoarece atingerea limitatorilor are ca efect ştergerea numărătorilor martori a poziţiei absolute pe cele 6 motoare, iniţializarea mecanică se încheie cu o comandă de deplasare în sens pozitiv, pentru cele 6 motoare, citirea fiecărui numărător martor şi depunerea coordonatelor în locaţiile RAM afectate cotei absolute;

— programează microprocesorul în modul 2 de întrerupere.

b) De supervizare a claviaturii bordului de comandă şi afişare pentru a lua decizii în funcţie de regimul de lucru pe care-l doreşte operatorul.

Asamblorul de comenzi

Acest asamblor are rolul de a translata programele introduse în robot pe interfaţa serială, lectorul de bandă perforată sau de la bordul unităţii de comandă şi a construi programul în memoria RAM.

La translatarea unui program asamblorul:

— citeşte programul de la intrarea definită;

— execută o analiză sintactică şi semantică asupra comenzilor programului;

— verifică referinţele (etichetele şi apelurile de rutine) din program;

— recuperează unele erori ale programului;

— afişează la bordul unităţii de comandă sau la consolă erorile de transmisie (pe bază de checksum) sau erorile detectate în timpul analizei. Modul de afişare a erorilor este în funcţie de perifericul de la care intră programul

— generează programul în memoria RAM

— pentru un program corect poziţionează flag-ul de Program Valid Incărcat (PVI).

Executorul de programe

Acest program interpretează programul generat de asamblorul de comenzi şi lucrează pe baza unor rutine specifice fiecărei comenzi. Executorul are şi sarcina de a detecta erorile de depăşire a limitei pe cele 6 motoare şi de control a poziţiei robotului.

Biblioteca de rutine

Aceasta conţine subprograme utilizate de celelalte componente ale softului.

2. Limbaj de comandă pe minicalculator

2.1. Introducere

După elaborarea robotului industrial electrohidraulic REH-01 la Institutul politehnic din Cluj-Napoca a apărut problema posibilităţii programării acestor roboţi.

* Institutul pentru tehnica de calcul — Filiala Cluj-Napoca.

Astfel s-a trecut la construirea robotului programabil REH-02 înzestrat cu o unitate de comandă cu microprocesor care răspunde acestei cerinţe. Unitatea de comandă şi programele de bază ale acestui robot au fost elaborate la filiala Cluj a institutului de tehnică de calcul. Pentru programarea robotului s-a conceput un limbaj simbolic simplu cu un număr restrîns de comenzi, care asigură introducerea unor programe de comandă în memoria robotului şi execuţia acestora.

Programele în acest limbaj simbolic, numit şi limbaj intermediar pot fi introduse în robot de la bordul acestuia, prin intermediul unui terminal legat la interfaţa serială a unităţii de comandă, de pe banda perforată sau de la un calculator.

Pentru a veni în ajutorul celor care vor trebui să programeze astfel de roboţi s-a conceput un limbaj de comandă de nivel mai înalt implementat pe calculatoare de tip I-100, I-102, CORAL. Limbajul fiind mai apropiat de limbajele de programare evoluate uşurează munca de programare şi dă posibilitatea programării cu eventuale modificări minore şi a altor roboţi cu caracteristici şi posibilităţi asemănătoare robotului REH-02. Principala caracteristică a limbajului este de a fi orientat către mişcările proprii robotului.

Limbajul fiind implementat pe calculatoarele amintite, utilizatorul lui dispune de toate facilităţile oferite de sistemul de operare sub care lucrează :

— creare de fişiere sursă
— creare de fişiere de program
— modificări în programele sursă.
— programe de comunicaţie etc.

astfel fiind rezolvate în mare parte problemele legate de dezvoltarea şi întreţinerea programelor.

Scopul prezentului articol este de a prezenta în linii mari acest limbaj precum şi a unor direcţii posibile de dezvoltare a acestuia.

2.2. *Limbajul de comandă*

Instrucţiunile limbajului se împart în 3 categorii :

— declaraţii
— comenzi pentru robot
— organizarea textului sursă

În forma prezentă programul translator a limbajului recunoaşte :

— cuvintele cheie ale limbajului (cu majuscule în acest articol)
— variabile (nume) formate din maximum 4 caractere alfanumerice
— numere întregi şi semnele speciale .,,, :,;,+,—,(,),=

Modul de scriere a programelor este liber, fiecare linie poate conţine o singură instrucţiune. Orice instrucţiune se termină cu caracterul ';' după care linia poate conţine comentarii. O linie care are primul caracter diferit de spaţiu caracterul ';' se consideră comentariu.

Cuvintele cheie ale limbajului sînt cuvinte în limba engleză cu semnificaţiile comenzilor.

Declaraţii

Declaraţiile limbajului se referă la robotul (sau roboţii) pentru care s-a scris programul descriind caracteristicile acestuia la variabilele de tip punct utilizate, la etichete din program şi la subrutinele care apar în program. Declaraţiile de robot sau de puncte pot apărea oriunde în program, dar trebuie să preceadă utilizarea lor.

Definirea unui robot este făcută cu declaraţiile :

— ROBOT : numele robotului ;
— prin aceasta se atribuie robotului un nume prin care se poate identifica în program.
— MOTIONS : (vi_1, vs_1),...,;
— prin această declaraţie se definesc gradele de libertate ale robotului fiecare cu limita inferioară (vi_k) şi limita superioară (vs_k), între care poate fi comandat.

Ordinea de declarare a gradelor de libertate hotărăşte ordinea coordonatelor în spaţiul n-dimensional în care se programează robotul.

Declaraţia

CLAMP : (vi, vs) ;

defineşte limitele între care poate fi comandat manipulatorul braţului. Acesta, implicit va fi ultima coordonată în comandă.

Prin : INPUT : numei_1,... ;

şi

OUTPUT : numee_1,... ;

se declară intrările şi ieşirile robotului.

În program utilizarea lui numei_k (numee_k) va genera o comandă de intrare (ieşire) prin intrarea (ieşirea) k a robotului. Aceste declaraţii sînt opţionale.

Declaraţia :

INITIAL : $(v_1, v_2, \ldots, v_n)$;

defineşte punctul în care se consideră a fi braţul robotului înaintea execuţiei primei comenzi din program. Această declaraţie este opţională, în absenţa ei se consideră ca punct iniţial punctul definit de valorile inferioare pentru fiecare grad de libertate.

Definirea robotului se consideră încheiată la întîlnirea următoarei declaraţii de robot, de punct sau la întîlnirea primei comenzi.

Declaraţia de punct are forma :

POINT : nume[$=(val_1, val_2, \ldots, val_n)$,]... ;

unde val_i sînt numere întregi cu sau fără semn.

n este numărul gradelor de libertate a ultimei declaraţii de robot sau de secvenţă care precede declaraţia de punct.

Asupra valorilor din n-nplul care defineşte punctul se aplică următoarele reguli (convenţii) :

— o valoare fără semn se consideră a fi coordonată absolută iar

— o valoare cu semn (+ sau —) se consideră a fi coordonată relativă faţă de poziţia în care se află braţul robotului în momentul utilizării numelui variabilei.

Declaraţia de subrutină se face prin intermediul instrucţiunii :

ROUTINE nume-subrutină.

O subrutină este o secvenţă de instrucţiuni şi declaraţii între două declaraţii ROUTINE sau o declaraţie ROUTINE şi sfîrşitul textului programului sursă. Într-o subrutină toate declaraţiile sînt locale subrutinei respective.

Intrarea într-o subrutină se poate face numai prin comanda CALL.

Secvenţa dintre începutul textului sursă şi prima declaraţie ROUTINE se consideră programul principal.

Declaraţiile de robot din programul principal sînt considerate globale ale programului.

Declaraţia de etichetă se poate trece la începutul oricărei linii de program şi poate fi urmată de o comandă. Ea are forma :

nume-etichetă :

Declaraţia de secvenţă are forma :

nume-robot :

Această declaraţie are ca efect suspendarea generării programului pentru un robot dat şi generarea secvenţei (reluarea generării) pentru robotul specificat.

Comenzi pentru roboţi

Implementarea actuală a limbajului conţine un număr de comenzi specifice robotului REH-02.

Acestea sînt :

— comanda de mişcare pe o traiectorie MOVE
— testul unei intrări TEST
— emiterea unui semnal pe un canal de ieşire OUTPUT
— comanda de oprire soft : STOP
— buclare de un număr fixat de ori : LOOP
— apel de subrutină : CALL
— retur din subrutină : RETURN
— prinderea unui obiect : HOLD
— eliberarea unui obiect : RELEASE
— aşteptare timp definit : WAIT
— salt necondiţionat la o etichetă : GOTO
— terminarea execuţiei programului : END

Comanda MOVE are sintaxa :

$$\text{MOVE} \begin{Bmatrix} v_1 \\ (val_1, \ldots, val_n) \end{Bmatrix} \ldots ;$$

— v_1 ...variabila de tip punct

— $(val_1, \ldots, val_n)$ — puncte definite explicit prin coordonate şi are ca efect generarea unei secvenţe de comenzi de mişcare a braţului robotului din poziţia actuală pe traiectoria definită de punctele specificate în comandă.

— Comanda TEST are următoarele forme :

TEST numei, vali ;

În cazul acestei forme se generează o secvenţă de testare a canalului de intrare definit de numei şi aşteptarea apariţiei valorii val_i pe acest canal, după care se continuă execuţia programului cu următoarea comandă ; sau

TEST numei, val_i, etichetă ;

În acest caz dacă în momentul testului pe canalul de intrare definit de nume i nu a apărut valoarea specificată, programul continuă cu secvenţa definită de etichetă. În caz contrar programul execută comanda următoare.

— comanda OUTPUT

Această comandă are ca efect emiterea unei valori pe un canal de ieşire specificat. Comanda are sintaxa :

OUTPUT numeo, valo ;

— Comanda STOP are ca efect oprirea execuţiei programului, semnalarea acestuia şi aşteptarea repornirii robotului de la bordul de comandă. La repornire execuţia programului se continuă cu comanda ce urmează după comanda STOP. Sintaxa acestei comenzi este :

STOP ;

— comanda de buclare are forma :

LOOP etichetă, valoare ;

unde :

— etichetă este o etichetă definită înaintea instrucţiunii
— valoare este un număr întreg ce defineşte numărul de cîte ori se execută secvenţa dintre etichetă şi comanda LOOP.

După execuţia de numărul specificat de ori a ciclului programul continuă cu comanda următoare. După ce programul a ieşit din ciclu şi se mai întîlneşte iarăşi comanda LOOP acesta va avea acelaşi efect.

— Comanda CALL are ca efect continuarea execuţiei programului cu subrutina specificată în comandă. Această comandă are forma :

CALL nume-subprogram ;

— Comanda RETURN realizează ieşirea dintr-o subrutină şi continuarea execuţiei cu comanda ce urmează comenzii CALL cu care s-a apelat subrutina. De menţionat este, că această comandă nu poate apărea decît într-un subprogram, unde trebuie să apară cel puţin odată. Sintaxa comenzii este :

RETURN ;

— Comenzile HOLD şi RELEASE au forma :

HOLD val ;
RELEASE val ;

Ele realizează închiderea sau deschiderea manipulatorului la valoarea specificată în comandă. Dacă valoarea specificată este mai mare (HOLD) sau mai mică (RELEASE) decît poziţia actuală a manipulatorului (manipulatorul este mai strîns/deschis), comanda rămîne fără efect. Dacă în comandă nu este specificată nici o valoare, atunci se consideră valoarea superioară (HOLD) şi inferioară (RELEASE) definită în declaraţia CLAMP.

— Comanda WAIT provoacă o aşteptare de v unităţi de timp înaintea execuţiei comenzii următoare. Forma comenzii este:

WAIT v;

— v — este un număr întreg.

Unitatea de timp este specific robotului pentru care se generează comanda.

— Comanda GOTO are forma:

GOTO etichetă;

Această comandă are ca efect continuarea execuţiei programului de la eticheta specificată în comandă.

— Comanda END are forma:

END;

Execuţia acestei comenzi semnifică terminarea programului şi aduce robotul în stare de aşteptare.

Organizarea textului sursă

În vederea posibilităţii catalogării unor părţi de program şi utilizării lor în mai multe programe translatorul recunoaşte ordinul

INCLUDE specificator-de-fişier;

Translatorul la întîlnirea ordinului INCLUDE înlocuieşte aceasta cu conţinutul fişierului specificat şi continuă generarea programului cu acesta.

Specificatorul de fişier trebuie să corespundă modului de specificare a fişierelor în sistemele de operare sub care se execută translatarea.

2.3. Translatorul

La lansarea în execuţie a translatorului se specifică intrarea de la care se va introduce textul sursă, şi numele fişierului în care se va genera programul pentru robot.

Textul sursă poate fi introdus de la ciaviatura consolei operatorului sau dintr-un fişier pe cartele sau suport magnetic.

Translatorul în timpul generării produce şi un fişier listing care conţine textul programului şi erorile detectate în timpul translatării.

Fişierul care conţine programul generat este un fişier de organizare secvenţială cu articole de format fix.

Articolul de fişier are formatul:

STX/text ASCII generat/ETX/Checksum lungimea maximă a textului generat într-un articol este de 16 caractere ASCII.

Programul translator a fost scris în limbajul FORTRAN şi conceput modular în aşa fel încît să permită adăugări de rutine pentru tratarea unor elemente noi de limbaj.

2.4. Concluzii (Posibilităţi de dezvoltare):

Implementarea actuală a limbajului, datorită timpului relativ scurt în care a fost făcut, a posibilităţilor limitate ale robotului REH-02 pentru care a fost făcut şi a lipsei de experienţă în programarea roboţilor şi a roboţilor programabili, conţine un număr relativ mic de comenzi.

Pentru a uşura elaborarea programelor s-au pus în vedere o serie de direcţii în care se poate dezvolta limbajul.

Acestea ar fi:

— introducerea variabilelor scalare

— completarea limbajului cu un limbaj de programare care să permită calcule cu variabile scalare şi vectori (puncte).

— posibilitatea compunerii şi descompunerii variabilelor vectoriale (punctelor) în/din valori scalare

— introducerea unor comenzi noi care să permită folosirea limbajului şi pentru alţi roboţi cu caracteristici diferite de cele ale robotului REH-02

— introducerea unor comenzi de comunicaţii şi a unui protocol pentru roboţii care lucrează sub comanda calculatoarelor

— module de transformare a coordonatelor spaţiului tridimensional în coordonatele spaţiului n-dimensional în care se programează robotul şi invers.

CZ 007.52

ROBOŢI INDUSTRIALI
AUTOTESTARE
SISTEM INCLUS

Sistem de testare a unităţii de comandă a robotului REH—02

DORINA CĂPĂŢÎNĂ* CLUJ-NAPOCA

Introducere

Revoluţia tehnologică microelectronică şi informatică, se relevă într-un ultim raport către clubul de la Roma, va aduce schimbări şi în structurile modului de producţie. Se vor produce schimbări radicale în ciclul de fabricaţie al unui produs prin reducerea anumitor faze de producţie, datorită utilizării unor dispozitive microelectronice compacte care înglobează funcţiuni întregi realizate pînă acum prin subansamble constituite din multe părţi şi piese componente. Se vor simplifica fazele de asamblare prin reducerea părţilor mecanice, electromecanice şi electronice pe seama microelectronicii, se vor scurta astfel ciclurile de fabricaţie şi durata lor [1].

Generalizarea atît pe orizontală (sfera aplicaţiilor) cît şi pe verticală (complexitate, funcţionalitate, inteligenţă) a microelectronicii impune testarea automată ca un mijloc de producţie indispensabil societăţii tehnice actuale.

În acest cadru este evident că la punerea în funcţiune şi uneori chiar la punerea sub tensiune a oricărui echipament de calcul, pentru a putea fi siguri de el, acesta trebuie să treacă nişte programe de test. Siguranţa în funcţionare este mult mai critică în cazul echipamentelor de calcul care supraveghează şi conduc direct procesele industriale sau roboţii.

Din această categorie de echipamente face parte unitatea de comandă a robotului REH-02. Ea se compune din microcalculatorul specializat şi interpolatoarele de mişcare.

Pentru astfel de echipamente programele de testare vor cuprinde o parte care verifică echipamentul sub aspect hardware, set de programe denumite test hard, şi o parte care verifică funcţionarea echipamentului denumită test funcţional, dinamic. Acest test funcţional dinamic verifică şi algoritmii software implementaţi la nivelul echipamentului supus testării. Sistemul de testare trebuie să fie închis în unitatea de comandă a robotului, pentru ca la orice punere în funcţiune a robotului operatorul să aibă posibilitatea verificării bunei funcţionări a UCR-ului inclusiv a bunei interfaţări cu sistemul de acţionare şi sistemul mecanic al robotului.

Programele de testare trebuie să fie rapide şi eficiente. Sub aspectul rapidităţii ar fi de dorit o desfăşurare autonomă a testelor, desfăşurarea autonomă ar atrage însă scăderea calităţii testului dacă sistemul de testare nu ar fi suficient de complex (complexitatea lui trebuind în aceste condiţii să o depăşească pe a sistemului testat).

Pentru ca sistemul de testare să nu reclame o complexitate hardware deosebită şi să fie în acelaşi timp cît mai eficient el va fi conceput să funcţioneze în mod interactiv; acest mod de lucru oferind în schimbul unei viteze mai scăzute, datorate intervenţiilor operatorului următoarele avantaje:

— posibilitatea depanării defectelor pe parcursul testului;

— o scurtare considerabilă a programului de test (o serie de decizii revenind operatorului);

— întreruperea programului de test nu numai la sfîrşitul lui fizic ci şi la sfîrşitul oricărui modul constituent al său, dacă operatorul consideră acest lucru oportun.

1. Sistemul de testare

Descrierea unităţii de comandă a robotului REH-02 este făcută în lucrările anterioare. Aprioric se consideră că o parte din unitatea centrală a microcalculatorului specializat, şi anume microprocesorul propriu-zis, circuitele de ceas, de amplificare a magistralelor, de memorie, funcţionează corect. Această parte a unităţii centrale o vom numi în cele ce urmează microprocesor de bază. Partea software a sistemului de testare se compune dintr-un test al memoriei RAM, care se face obligatoriu la punerea sub tensiune a robotului, şi dintr-un monitor de test. Bordul de comandă şi afişare constituie interfaţa dintre monitorul de test şi operator, ca atare după ce este testat acesta devine parte a sistemului de testare. Pentru a intra în monitorul de test în faza de iniţializare se va testa poziţia unui comutator.

Monitorul de test, M.T., este un program modular. Modulele redau la sfîrşit controlul operatorului indicîndu-i acestuia dacă programul s-a derulat corect sau dacă pe parcursul lor s-au relevat erori. Operatorul are posibilitatea să dicteze continuarea derulării monitorului de test sau întreruperea execuţiei acestuia.

* Institutul de proiectări pentru automatizări — Filiala Cluj-Napoca.

Deoarece monitorul de test îşi face afişările pe bordul de comandă şi afişare al sistemului, modulele care testează acest bord vor fi primele din monitorul de test iar la detectarea unei erori ele vor transmite operatorului codul erorii găsite dar nu îi vor da posibilitatea să parcurgă testele M.T. în continuare ci doar acest test pînă la eliminarea erorii. Din acest punct de vedere erorile relevate din monitorul de test se împart în două categorii : erori care întrerup execuţia programului de test în momentul apariţiei lor şi erori care nu întrerup execuţia testului.

Erorile care întrerup execuţia se afişează pe matricea de afişare, cu 7 segmente, sub forma unui cod (corespondenţa cod de eroare — eroarea fizică propriu-zisă este făcută într-o bibliotecă de erori) nelăsînd posibilitatea reluării M.T. de la testul la care s-a depistat eroarea; pe acest test buclîndu-se pînă la eliminarea erorii.

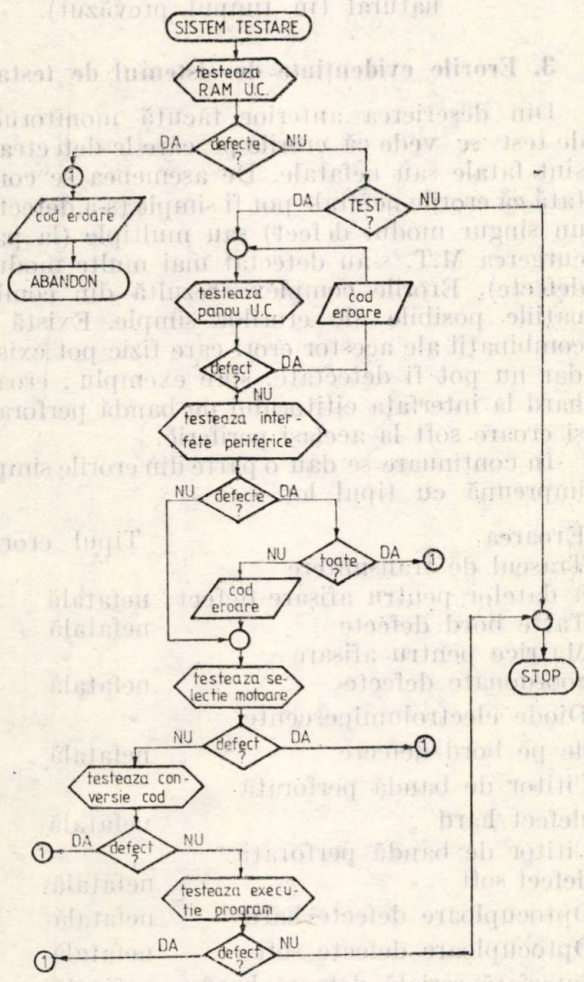


Fig. 1. Organigrama sistemului de test.

Erorile care nu întrerup execuţia M.T. sînt doar contorizate (şi memorate ca şi cod) pentru ca la sfîrşitul monitorului de test să se poată avea o imagine exactă a modulelor detectate defecte.

Privind în ansamblu, sistemul de testare erorile detectate pot fi împărţite în două categorii :

— erori fatale;

— erori nefatale.

Erorile fatale întrerup execuţia programului de test şi sînt acea categorie de erori care indică faptul că unitatea de comandă este incapabilă să preia ori să execute un program ce acţionează robotul. Exemple de astfel de erori sînt :

— defect al memoriei RAM;

— defecte ale tuturor circuitelor de I/E care interfaţează dispozitivele ce permit introducerea unui program de acţionare a robotului;

— defect la circuitul CMOT care face selecţia plăcilor de motoare (defect soft sau hard).

Erorile nefatale sînt depistate de monitorul de test. Datorită faptului că bordul de comandă şi control e parte integrantă a sistemului de testare unele din erorile detectate la testarea lui (fără a fi fatale) pot să întrerupă execuţia programului de test.

2. Organizarea sistemului de testare a unităţii de comandă a robotului REH-02

Sistemul de testare îşi are suport fizic o memorie de tip REPROM de 2 kiloocteţi. Microprocesorul de bază (microprocesorul propriu-zis şi amplificatoarele de magistrale) cît şi bordul de comandă şi control (pe măsură ce este testat) fac parte integrantă din sistemul de testare.

Sub aspect software sistemul de testare este partajat în testul memoriei RAM, care este un test ce se desfăşoară autonom şi orice eroare depistată se consideră fatală, şi în monitorul de test, alcătuit din 9 module pe care le vom denumi teste.

Succesiunea acestor teste ale M.T. va fi astfel stabilită încît să asigure verificarea mai întîi a bordului de comandă şi control, apoi se vor verifica circuitele de I/E pe care sînt conectate perifericele ce permit introducerea programelor de acţionare a robotului, apoi se vor testa circuitele care concură la selecţia plăcilor motoare şi în final plăcile cu motoare care acţionează robotul. Această desfăşurare poate fi urmărită şi în organigrama sistemului de testare.

Testele constituente ale monitorului de test sînt :

Test 1 : Se verifică traseul pe care se trimit datele pentru afişare în cîmpul coordonatelor. Testul se desfăşoară autonom.

Test 2 : În acest test se verifică corectitudinea codurilor generate la apăsarea tuturor butoanelor constituente ale tastaturii. Testul se desfăşoară cu intervenţia operatorului.

Test 3 : Acesta este un test pentru cîmpul de afişare al coordonatelor (matricele cu 7 segmente luminoase). Decizia asupra corectei lor funcţionări revine operatorului.

Test 4 : Verifică corecta funcţionare a diodelor electroluminescente de pe bordul de comandă. Se desfăşoară tot cu intervenţia operatorului.
Odată cele 4 teste trecute bordul de comandă a devenit parte integrantă a sistemului de testare.

Test 5 : Verifică interfaţa paralelă pe care sînt conectate cititorul de bandă perforată şi optocuploare. Verificarea se face pentru interfaţa cititorului de bandă folosind o bandă de test iar pentru optocuploare folosind o cuplă de test care returnează optocuplorului receptor valoarea transmisă prin cel emiţător.
Testul este autonom.

Test 6 : Testează interfaţa serială folosind de asemenea o cuplă de test. Verificarea este autonomă. Testele 5 şi 6 trebuie să fie astfel concepute încît să aibă o parte de test hard pur (deci să conţină ele însele secvenţa de program care să cupleze interfaţa cu perifericul) şi o parte în care să fie apelat driverul software al aparatului respectiv cuprins în soft-ul de bază al sistemului. În acest mod concepute ele vor evidenţia următoarele situaţii :

— hard defect ;
— hard corect, driver soft eronat ;
— hard corect, driver soft corect.

Test 7 : La acest nivel se verifică dacă se selectează corect plăcile de motoare pentru o secvenţă predefinită.
Testul se desfăşoară autonom.
Acest test este organizat şi el pe două nivele : unul care face o verificare hardware, secvenţa predefinită avînd o reprezentare internă, şi unul în care secvenţa predefinită să aibă o reprezentare intermediară care folosind soft-ul de bază să fie transpusă în reprezentare internă. În acest mod se poate preciza atît că selecţia motoarelor se face corect sau nu cît şi dacă conversia de cod se face corect sau nu. Ambele categorii de erori pe care le relevă acest test sînt fatale.

Test 8 : Testul verifică temporizarea circuitului de timp. Pentru ca testul să se desfăşoare autonom după un timp care este acoperitor celui programat pentru întrerupere de la timer sistemul de calcul va opri parcurgerea ciclică a secvenţei de program indicînd că a depistat eroare la circuitul de timp.

Test 9 : Este un test funcţional şi constă din introducerea de la tastatură sau alt periferic a unei secvenţe de program pe care microcalculatorul specializat o are şi memorată (în codificarea ei internă). Acest test va releva două categorii de erori : erori apărute la translatarea programului din reprezentarea sa externă în cod intern şi erori apărute la execuţia secvenţei de program. Ambele categorii de erori relevate se consideră fatale. Pentru ca testul să se desfăşoare autonom el va programa o întrerupere a rulării proprii dacă acest lucru nu se întîmplă în mod natural (în timpul prevăzut).

3. Erorile evidenţiate de sistemul de testare

Din descrierea anterior făcută monitorului de test se vede că erorile pe care le detectează sînt fatale sau nefatale. De asemenea se constată că erorile nefatale pot fi simple (s-a detectat un singur modul defect) sau multiple (la parcurgerea M.T. s-au detectat mai multe module defecte). Erorile complexe rezultă din combinaţiile posibile ale erorilor simple. Există şi combinaţii ale acestor erori care fizic pot exista dar nu pot fi detectate, spre exemplu : eroare hard la interfaţa cititorului de bandă perforată şi eroare soft la acelaşi periferic.

În continuare se dau o parte din erorile simple împreună cu tipul lor.

Eroarea	Tipul erorii
Traseul de transmitere a datelor pentru afişare defect	nefatală
Taste bord defecte	nefatală
Matrice pentru afişare coordonate defecte	nefatală
Diode electroluminescente de pe bord defecte	nefatală
Cititor de bandă perforată defect hard	nefatală
Cititor de bandă perforată defect soft	nefatală
Optocuploare defecte hard	nefatală
Optocuploare defecte soft	nefatală
Interfaţă serială defectă hard	nefatală
Interfaţă serială defectă soft	nefatală
Defect al memoriei RAM	fatală
Defect selecţie plăci motoare	fatală
Defect soft la translatare cod intern — cod executabil	fatală

Defect soft la translatare cod extern — cod intern	fatală
Defect detectat la execuţia secvenţei de program	fatală

4. Concluzii

Un sistem de testare complet autonom al unui echipament de comandă, de complexitatea unuia care ar conduce un robot, ar depăşi cu mult ca complexitate şi prin urmare şi preţul robotului însăşi. O astfel de direcţie nu poate fi urmată şi atunci rămîne de conceput un sistem care să fie un compromis între autonomie şi complexitate.

Prin includerea în sistemul de testare a unor părţi din echipamentul ce trebuie testat şi prin participarea operatorului se simplifică mult sistemul de testare. Neajunsul unui astfel de sistem de test constă în aceea că modulul din echipamentul de testat care devine parte integrantă din sistemul de test trebuie să funcţioneze totdeauna corect (adică să fie pretestat). Dar trebuie remarcat faptul că neajunsul sistemului de test nu înseamnă un punct slab pentru echipamentul a cărui bună funcţionare se urmăreşte.

Avantajul acestui tip de testare este acela că procesul are loc interactiv; participarea operatorului reduce sistemul de test, atît ca hard cît şi ca soft, pe de o parte, iar pe de altă parte aduce un spor de inteligenţă.

În realizarea sistemului de test s-au operat mai multe reduceri, pornind de la un sistem de test universal şi autonom. Prima reducere constă în faptul că sistemul nu este universal ci SPECIALIZAT, a doua reducere constă în faptul că lucrează INTERACTIV (parţial autonom) şi un autonom şi ultima reducere constă în faptul că sistemul de testare nu este adăugat robotului ci este mulat pe sistemul de comandă al robotului. Prin aceste trei nivele de reducere s-a ajuns la un sistem de testare care poate fi inclus în echipamentul supus testării — adică avem ceea ce s-ar putea numi BUILT IN TESTER.

Sistemul de testare propus, mulat pe unitatea de comandă a robotului, face parte integrantă din robot şi este operaţional la fiecare punere sub tensiune ori de cîte ori se doreşte testarea.

Bibliografie

[1] *Mihai Drăgănescu* — Perspectivele microelectronicii — Revista Magazin.

CZ 007.52 : 001.12

ROBOŢI INDUSTRIALI
LIMBAJ
PROGRAMAREA ROBOŢILOR

Limbajul intermediar

MIRCEA VALER PUŞCĂ * CLUJ-NAPOCA

1. Introducere

Un limbaj intermediar (codificat ASCII), cu ajutorul căruia să poată fi programaţi roboţii industriali (ex. roboţii din familia REH) direct şi strict prin unitatea de comandă proprie, trebuie să răspundă următoarelor cerinţe impuse setului de comenzi:

— să fie judicios ales pentru a permite o scriere uşoară şi pe cît posibil condensată a programelor de lucru;

— să aibă o sintaxă simplă şi unitară;

— să fie pe cît posibil naturale (intuitive), apropiate de modul de gîndire uman;

— să permită o asamblare uşoară din partea unităţii de comandă (să aibă o tentă de dedicare robotului pe care-l deserveşte), fără a afecta gradul de universalitate al limbajului şi posibilitatea de extindere prin introducerea unor comenzi noi.

* Institutul pentru tehnica de calcul şi informatică Filiala Cluj-Napoca.

2. Descrierea limbajului intermediar

Pentru cerinţele determinate de comanda şi conducerea robotului REH-02 s-a imaginat un set de comenzi pentru limbajul intermediar, format din:

a) comenzi de execuţie — care se adresează dispozitivelor hardware în vederea mişcării sau poziţionării/testării condiţiilor de ieşire/intrare.

b) comenzi logice — care dau informaţii asupra modului de parcurgere şi execuţie a programului.

Principial o comandă cuprinde: mnemonica, parametru (parametri) şi terminator de comandă.

Mnemonica este formată dintr-o literă, de regulă prima a cuvîntului de nume al mnemonicii.

Parametru (parametrii) poate fi după caz: valoare numerică (coordonata de definire a poziţiei pentru fiecare motor; nume a unui port de intrare sau ieşire; valoare ce se testează sau forţează la intrare respectiv ieşire) sau valoare alfanumerică (etichetă — din maximum 4 caractere, primul fiind obligatoriu literă).

Terminator de comandă este caracterul „carriage return" (CR) — cod ASCII: OD.

2.1. Comenzi de execuţie

2.1.1. Comanda de mişcare

Pentru acţionarea celor 6 motoare cu care este echipat robotul REH-02, comanda de mişcare conţine ca mnemonică numele motorului: X, Y, Z, U, V sau W; urmat de valoarea coordonatei în zecimal:

Xval, Yval, Zval, Uval, Vval, Wval CR

Valoarea coordonatei este interpretată:

a) coordonată absolută (referinţă fiind originea) dacă valoarea numerică nu este purtătoare de semn;

b) coordonată relativă (faţă de coordonata la care se află motorul respectiv în acel moment) dacă valoarea este purtătoare de semn „+" sau „—".

Din comandă pot lipsi referinţele la motoarele care în secvenţa respectivă nu se mişcă.

Exemplu: X625, Y+127, U—37 CR

Analizînd exemplul expus se observă următoarele:

— comanda de mişcare conţine referinţe doar pentru 3 motoare;

— referinţa pentru motorul X este dată în valoare absolută faţă de origine;

— referinţele pentru motoarele Y şi U sînt date în coordonate relative (faţă de poziţia în acel moment).

Deci, ca o consecinţă a acestei comenzi, unitatea centrală va comanda o mişcare simultană pentru motoarele X, Y şi U în scopul:

— poziţionării pe axa X în punctul de coordonată 625;

— deplasării pe axa Y: 127 unităţi în sensul pozitiv al axei;

— deplasării pe axa U: 37 unităţi în sensul negativ al axei.

Observaţie: Sintaxa comenzii permite referiri multiple la acelaşi motor în cadrul unei singure comenzi (încheiată prin terminator), în care caz se va valida doar ultima referire la motorul în cauză şi de asemenea, valoarea numerică a coordonatei (mai puţin semnul) este limitată la 4 cifre (şi anume ultimele 4 în cazul cînd coordonata este descrisă pe mai mult de 4 cifre zecimale).

2.1.2. Comanda de poziţionare a condiţiilor de ieşire

Cele 16 × 1 bit ieşiri, utile în comanda utilajelor şi dispozitivelor deservite sau de deservire ale robotului, în scopul sincronizării mişcării robotului cu utilajele din celula de fabricaţie, conform fluxului tehnologic, pot fi programate în mod separat una cîte una cu ajutorul comenzii:

I nume, valoarea CR

adică: ieşirea specificată prin „nume" (care poate lua valori numerice zecimale de la 0 la 15) va fi programată în starea „valoare" (care la rîndul ei poate lua valorile 0 şi 1) care se va traduce pe bitul de ieşire respectiv în „0" sau „1" logic.

2.1.3. Comanda de test a condiţiilor de intrare

Cele 16 × 1 bit intrări, utilizate de unitatea centrală fie corelat cu condiţiile de ieşire (vezi 2.1.2.) fie în scopul unor verificări a prezenţei condiţiilor necesare pentru începerea sau continuarea conducerii fluxului de producţie (ex. utilajele de prelucrare în stare de funcţionare conform necesităţilor tehnologice — prin acestea am înţeles tot ce este legat de fiecare utilaj de la prezenţa tensiunii de alimentare şi starea pornită a utilajului, pînă la prezenţa lichidului de răcire, dacă este cazul).

Testul condiţiilor de intrare va fi făcut de către unitatea centrală în urma execuţiei unei comenzi de tipul:

T nume, valoare, etichetă CR

adică: testează intrarea specificată prin „nume", dacă se află în starea „valoare".

Ca şi la comanda Ieşire, parametrii „nume" şi „valoare" sînt nişte valori numerice zecimale cuprinse între 0 şi 15 respectiv 0 sau 1.

În forma expusă comanda are ca ultim parametru: „etichetă" care este un parametru opţional. În absenţa ultimului parametru succesiunea de execuţie a programului se opreşte pînă la îndeplinirea condiţiei pentru care se face testul. În cazul existenţei şi a ultimului parametru, în urma execuţiei comenzii, unitatea de comandă va continua secvenţa de program cu instrucţiunea următoare, dacă condiţia este îndeplinită sau va continua secvenţa de program de la instrucţiunea ce poartă ca etichetă tocmai acest ultim parametru.

Ca o concluzie se poate afirma că această comandă poate fi utilizată cel puţin în două scopuri:

— ca o temporizare nedefinită în execuţia unui program (pînă la terminarea unei operaţii începute);

— ca o instrucţiune de salt condiţionat, care creează posibilitatea conceperii de programe cu un grad de funcţionalitate ridicat.

2.2. Comenzi logice

2.2.2.Comanda de oprire (stop software)

Pentru cazul necesităţii opririi derulării fireşti a unui program din motive independente de condiţii tehnologice s-a imaginat comanda :

S CR

Efectul acestei comenzi este întreruperea execuţiei programului (un timp nedefinit). Reluarea programului începînd cu comanda din program ce urmează după comanda „Stop" se face în urma apăsării de către operator a tastei EXEC, de pe panoul de comandă manuală şi afişare.

Această comandă este utilă în cazul verificării unui program, dînd posibilitate ca execuţia acestuia să se facă în regim pas cu pas (adică comandă cu comandă), sau pentru cazul că se doreşte într-un anumit punct al programului o sincronizare cu un eveniment extern, prin intermediul operatorului.

2.2.2. Comanda de definire etichetă

Cu ajutorul comenzii :

D etichetă CR ; defineşte punctul respectiv în program, punct care va purta numele „etichetă".

Eticheta astfel definită poate fi folosită ca punct de reluare a programului în cazul parcurgerii aceleiaşi secvenţe de mai multe ori sau ca punct de salt în cazul comenzii T (test de condiţie de intrare).

2.2.3. Comanda de buclare (reluare a buclei)

O secvenţă de program poate fi executată de un număr finit de ori cu ajutorul comenzii :

B etichetă, nr. CR ; plasată la sfîrşitul secvenţei care se doreşte a fi repetată (secvenţă care are ca primă comandă o definire de etichetă conform comenzii D).

Comanda de buclare are ca efect o parcurgere a secvenţei de program mărginită de comenzile D şi B (urmate de acelaşi nume de etichetă) de un număr de ori specificat de parametrul „nr." din comandă. În cazul lipsei acestui ultim parametru comanda devine echivalentă cu un salt necondiţionat la punctul de etichetă specificat.

2.2.4. Comanda de definire etichetă de subrutină

Din motive care se vor expune pe larg la pct. 3, punctul de intrare într-o subrutină se defineşte cu comanda :

L etichetă CR ; prin aceasta atribuindu-se de fapt punctului respectiv numele conform etichetei specificate.

2.2.5. Comanda de apel a subrutinei

Apelul (chemarea) subrutinei se poate face numai cu comanda C etichetă CR ; prin care se obţine inserarea, în acel punct al programului de lucru, a comenzilor conţinute în subrutina cu numele conform etichetei specificate.

2.2.6. Comanda de revenire din subrutină

Comanda : R CR, defineşte punctul de sfîrşit al subrutinei şi are ca efect reluarea execuţiei programului începînd cu comanda ce urmează după comanda de apel a subrutinei („C").

2.2.7. Comanda de terminare a programului

Un program complex care conţine şi subrutine se compune principial din : programul principal şi partea de subrutină.

Sfîrşitul logic al programului principal se marchează prin comanda :

E CR

2.2.8. Comanda de sfîrşit de program

Pentru a putea comunica unităţii de comandă încheierea programului (al întregului text al programului), pentru a da posibilitatea asamblării acestuia, încheierea oricărei introduceri de program se marchează cu comanda :

F CR

2.2.9. Comanda fără efect

Pentru a da posibilitate programatorului să rezerve în fişierul programului, linii în vederea introducerii de comenzi, s-a imaginat şi comanda :

N CR ; care din punct de vedere a unităţii de comandă nu are nici un efect.

3. Probleme de sintaxă şi semantică

În mare parte problemele legate de sintaxa comenzilor rezultă din cele prezentate anterior, aşa încît această lucrare se va rezuma la cîteva observaţii :

a) Orice comandă începe cu unul dintre caracterele : B, C, D, E, F, I, L, N, R, S, T, U, V, W, X, Y, Z ; codificate în ASCII ; cu rol de mnemonică a comenzii ;

b) Parametrii unei comenzi sînt separaţi între ei prin separatorul : virgulă (cod ASCII 2C) ;

c) Între mnemonică şi parametru nu se pune separator ;

d) Parametrii pot fi : mărimi numerice întregi (în zecimal), purtătoare sau nu de semn ; mărimi alfanumerice (cu primul caracter obligatoriu literă) cu rol de nume de etichetă ;

e) Unui parametru care conţine mai multe caractere (decît admite comanda) i se iau în considerare numai ultimele ;

f) O comandă fără terminator (caracterul CR — cod OD) nu este luată în considerare.

Regulile semantice de care trebuie să se ţină seama la construirea programelor în limbajul intermediar vor fi prezentate în continuare:

g) Definirea etichetei unui ciclu (buclă) trebuie să preceadă comenzii B; cu alte cuvinte prin comanda B se pot face numai salturi înapoi;

h) Orice comandă de declarare de etichetă a subrutinei poate fi introdusă (şi acceptată) numai după o comandă E (deci în afara programului principal). Acesta este în principal şi motivul pentru care s-a introdus această comandă care dă posibilitatea asamblorului implementat în unitatea de comandă să facă o analiză mai uşoară a punctelor din program ce poartă etichetă;

i) Comanda R (revine în programul apelant) nu poate exista decît în afara programului principal şi anume după o definire de etichetă de subrutină.

4. Exemplu de construire a unui program în limbaj intermediar

4.1. Punerea problemei

Se va construi un program pentru o succesiune de mişcări ale robotului în vederea deservirii unei maşini de găurit prevăzută cu o menghină cu strîngere pneumatică şi fălci de centrare a piesei.

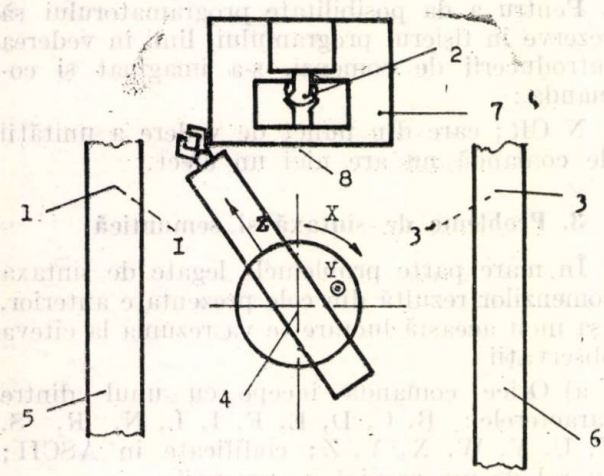


Fig. 1. Punctul de lucru al robotului

1 — poziţia piesei neprelucrate pe banda de transfer a pieselor;
1' — poziţia braţului retras la luarea piesei de pe banda de transfer a pieselor neprelucrate;
2 — poziţia piesei în menghina maşinii de găurit;
3 — poziţia piesei pe banda de transfer a pieselor finite;
3' — poziţia braţului retras la depunerea piesei pe banda de transfer a pieselor finite;
4 — robotul REH-02;
5 — banda de transfer a magaziei de piese neprelucrate;
6 — banda de transfer a magaziei de piese finite;
7 — maşina de găurit;
8 — poziţia braţului robotului în timpul prelucrării.

Piesa de prelucrat va fi luată din magazia de piese neprelucrate, introdusă în menghină, prelucrată, scoasă din menghină şi depusă în magazia de piese finite. Cele două magazii sînt două benzi de transfer cu mişcare în ambele sensuri (secvenţială) comandată (fig. 1.).

Considerăm că piesele se prelucrează în grupuri de cîte 20 cu trei treceri pe la maşina de găurit în vederea prelucrării cu sculele 1, 2 şi 3. Schimbarea sculei se face manual.

Robotul va avea de manipulat piesa între punctele 1, 2 şi 3 (fig. 1) şi în timpul prelucrării îşi va retrage braţul în punctul 8. Mişcările fiind simple necesită comenzi numai pe 3 motoare, şi pentru simplificare am considerat că celelalte (care nu mişcă) se află în origine.

Coordonatele punctelor ce trebuie atinse de manipulator (greifer) sînt date în tabelul 1. Modul cum sînt afectate intrările şi ieşirile sînt prezentate în tabelul 2.

Tabelul 1

Coordonatele punctelor fixe parcurse de piesă sau manipulator

Punctul	Coordonata punctului					
	X	Y	Z	U	V	W
1' (fig. 1)	0	0	900	0	0	0
1 (fig. 1)	0	0	1105	0	0	0
2 (fig. 1)	625	817	1305	0	0	0
3' (fig. 1)	1250	0	900	0	0	0
3 (fig. 1)	1250	0	1200	0	0	0
8 (fig. 1)	625	817	1000	0	0	0

Tabelul 2

Modul de afectare al intrărilor şi ieşirilor

		Semnificaţia semalului
Intrări	1	în starea 0 logic indică faptul că menghina este în poziţia strîns iar 1 logic în poziţia deschis.
	2	în starea 0 logic indică faptul că maşina de găurit a terminat prelucrarea comandată.
	3	în starea 0 logic indică faptul că manipulatorul s a închis.
	4	în starea 0 logic indică faptul că manipulatorul este deschis.
Ieşiri	1	pentru semnal 0 logic banda de transfer a magaziei de piese neprelucrate are sensul de deplasare pentru aducerea pieselor iar pentru 1 logic sens invers.
	2	prin trecerea semnalului din 0 în 1 logic banda de transfer a magaziei de piese neprelucrate se deplasează un pas.
	3	pentru semnal 0 logic banda de transfer a magaziei de piese finite are sensul de deplasare pentru ducerea piesei iar pentru 1 logic sens invers.
	4	pentru trecerea semnalului din 0 în 1 logic banda de transfer a magaziei de piese finite se deplasează un pas
	5	pentru semnal logic 0 manipulatorul strînge, iar pentru logic 1 deschide.
	6	Trecerea semnalului din 0 logic în 1 logic comandă pornirea maşinii de găurit în vederea efectuării unei prelucrări
	7	pentru semnal logic 0 menghina strînge iar pentru 1 deschide

4.2. Scurte consideraţii asupra rezolvării problemei şi construirea programului

După modul de punere al problemei rezultă că :

— se vor prelucra 20 de piese cu scula 1 ;

— se va trece apoi la prelucrarea aceluiaşi lot de piese cu sculele 2 şi 3 ;

— se va trece la prelucrarea lotului următor.

Pentru prelucrarea cu scula 1, robotul va atinge succesiv punctele 1′—1—8—2—8—2—8—3′—3—3′ şi din nou 1′—1—8— etc.

Pentru prelucrarea cu scula 2 :

3′—3—8—2—8—2—8—1′—1—1′ şi din nou 3′—3—8—etc.

Pentru prelucrarea cu scula 3 un ciclu identic ca pentru scula 1.

Deci programul va executa 20 de cicluri pentru scula 1, 20 pentru scula 2 (perioadă în care sensurile de deplasare ale benzilor de transfer se vor schimba) şi apoi 20 pentru scula 3 (echivalente sculei 1) şi apoi se va relansa întreg programul.

Pe baza acestor considerente programul va avea 2 subrutine (ciclu de mişcări pentru scula 1 (3) şi scula 2).

4.3. Programul în limbaj intermediar

	Comentariu
DP1CR	
I1,0 CR	
DP2CR	
CS1CR	
BP2,20CR	
SCR	
I1,1CR	
DP3CR	
CS2CR	
BP3,20CR	
SCR	
I1,0CR	
DP4CR	
CS1CR	
BP4,20CR	
SCR	
BP1CR	
ECR	
LS1CR	subrutina 1
X0, Y0, Z900 CR	
Z1105CR	
I5,0CR	
T3,0CR	apucă
X625,Y817,Z1000CR	
I2,0CR	
I2,1CR	avans pentru banda de transfer
Z1305CR	
I5,1CR	
T4,0CR	lasă piesa
I7,0CR	
T1,0CR	strînge menghina
Z1000CR	retrage braţul
I6,0CR	comandă pornirea maşinii de găurit
I6,1CR	
T2,0CR	aşteaptă terminarea prelucrării
Z1305CR	
I7,1CR	
T1,1CR	deschide menghina
I5,0CR	
T3,0CR	apucă
Z1000CR	retrage braţul
X1250,Y0, Z900CR	
Z1200CR	
I5,1CR	
T4,0CR	lasă piesa
Z900CR	
I4,0CR	
I4,1CR	avans pentru banda de transfer
RCR	
LS2	subrutina 2
X1250,Y0, Z900CR	
Z1200CR	
I5,0CR	
T3,0CR	apucă
X625,Y817,Z1000CR	
I4,0CR	
I4,1CR	avans pentru banda de transfer
Z1305CR	
I5,1CR	
T4,0CR	lasă piesa
I7,0CR	
T1,0CR	strînge menghina
Z1000CR	retrage braţul
I6,0CR	
I6,1CR	porneşte maşina de găurit
T2,0CR	aşteaptă terminarea prelucrării
Z1305CR	
I7,1CR	
T1,1CR	deschide menghina
I5,0CR	
T3,0CR	apucă
Z1000CR	retrage braţul
X0,Y0,Z900CR	
Z1105CR	
I5,1CR	
T4,0CR	lasă piesa
Z900CR	
I4,0CR	
I4,1CR	avans pentru banda de transfer
RCR	
FCR	sfîrşit de text program

5. Dezvoltarea limbajului

După cum s-a arătat la pct. 1, s-a avut în vedere la crearea limbajului să se lase deschisă posibilitatea de adăugare a noii comenzi (care se vor dovedi utile în urma unei experienţe minime de lucru a robotului REH-02).

Astfel chiar în momentul de faţă a apărut deja ideea utilităţii unor noi comenzi:

5.1. Comanda de aşteptare a unui timp predeterminat:

A valoare *CR*; are ca efect al execuţiei, realizarea în program a unei întîrzieri egală în secunde cu „valoare"(definit ca un număr întreg zecimal format din maximum 4 caractere).

5.2. Comanda de alegere a vitezelor pentru cele 6 motoare:

M1=val 1,2=val 2,3=val 3,4=val 4,5=val 5,6=val 6*CR*;

unde:

— val_i — determină alegerea uneia dintre vitezele de acţionare ale motorului în cauză;

— 1,2,...6 — numesc motoarele x,y...w.

Similar cu comanda de mişcare, şi din această comandă pot lipsi referiri la 1 sau mai multe motoare, în care caz viteza la acestea se alege cea standard.

Comenzile mai sus amintite sînt pe cale de a fi implementate în unitatea de comandă pentru roboţii de tip REH-02 construiţi de Intreprinderea Tehnofrig Cluj-Napoca, şi nu epuizează posibilităţile de extindere a limbajului cu noi comenzi, cum ar fi:

— comandă de test complex al intrărilor;

— comandă de poziţionare complexă a ieşirilor;

— comandă pentru stringerea controlată a piesei în manipulator; şi altele.

6. Concluzii

Utilitatea limbajului intermediar şi modul în care acesta răspunde cerinţelor reale poate fi analizat din cel puţin două puncte de vedere şi anume:

a) din punctul de vedere al programatorului — tehnolog care trebuie să construiască un program pentru un robot ce deserveşte o celulă de prelucrări mecanice, program care va fi introdus în acest limbaj de la consolă;

b) din punctul de vedere al programatorului unui calculator universal ce are rolul de comandă şi coordonare a lucrului mai multor roboţi prin intermediul unităţilor de comandă proprii fiecăruia.

După cum se poate constata, din cele descrise în articol, limbajul intermediar satisface în mod corespunzător cerinţele celor două puncte de vedere, permiţînd în acelaşi timp atît o scriere uşoară a programelor de lucru în acest limbaj şi introducerea lor prin intermediul unei console în unitatea de comandă (limbajul conferind posibilitatea scrierii de programe condensate); cît şi o conducere uşoară prin intermediul calculatorului universal.

De asemenea, şi nu în ultimul rînd, prin intermediul limbajului descris, unitatea de comandă poate conduce în mod principial orice robot înzestrat cu motoare pas cu pas (numărul acestora limitîndu-se la 6), şi de asemenea poate fi preluat de orice unitate de comandă a roboţilor, răspunzînd în acest fel cerinţei de universalitate a limbajului.

CZ 007.52 : 621.83

ROBOŢI INDUSTRIALI
ACŢIONĂRI PAS CU PAS

Acţionări pas cu pas pentru roboţi industriali

EMIL BALAURE*, CRISTEA PAL** IAŞI

Introducere

Roboţii industriali sînt sisteme mecanice caracterizate de acţiuni şi reacţii rapide ale elementelor mobile, cu viteze de deplasare lineară şi unghiulară mari şi variaţii accentuate ale acceleraţiilor. Aceste caracteristici impun utilizarea unor sisteme de acţionare care să permită realizarea de cupluri şi performanţe dinamice deosebite la gabarite reduse [1].

În momentul actual majoritatea constructorilor au adoptat soluţii de acţionare clasice: hidraulice, pneumatice, electrice sau combinate. În aceste condiţii există multe dificultăţi legate de gabaritul elementelor componente sau al performanţelor de precizie obţinute, rezultînd în cele mai multe cazuri o limitare prea mare a posibilităţilor de comandă pe fiecare grad de libertate al robotului sau o complexitate sporită a echipamentelor de comandă şi măsură a deplasărilor [2].

O extindere tot mai mare o capătă sistemele de acţionare de tipul pas cu pas care asigură precizie şi performanţe dinamice bune, fiind în acelaşi timp compatibile cu sistemul de comandă numeric al robotului. În cele ce urmează se prezintă aspecte legate de structura unor sisteme de acţionare de tipul pas cu pas pentru roboţi industriali.

1. Sistem de acţionare electropneumatic

Schema de principiu a unui sistem de acţionare electropneumatic pas cu pas este prezentată în figura 1. Aceasta conţine: servomotorul

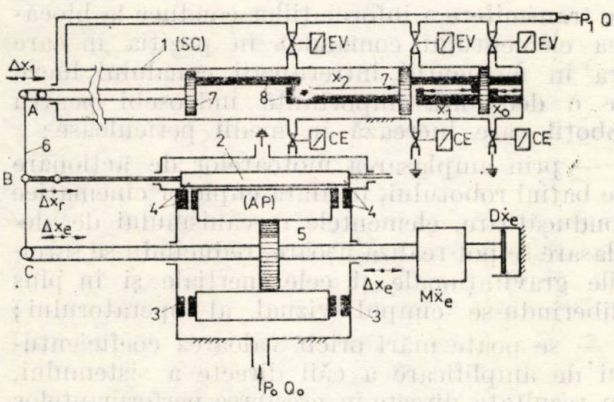


Fig. 1. Schema de principiu a unui sisem de acţionare electropneumatic pas cu pas.

de comandă 1 (SC), cu rol de transformator numeric analogic; amplificatorul pneumatic de putere ajutaj paletă dublu (AP), format din paleta 2, rezistenţele pneumatice fixe 3 şi rezistenţele pneumatice variabile 4; motorul pneumatic de putere 5; pîrghia 6 de reacţie rigidă negativă. Prin comanda adecvată a electroventilelor (EV) şi a clapetelor de evacuare (CE) pistoanele mobile 7, prevăzute cu sistemele de opritoare 8, realizează deplasări incrementale de tipul $x_1 = 2x_0$, $x_2 = 2x_1, \ldots, x_n = 2x_{n-1}$, deplasări ce se transmit extremităţii A a pîrghiei de reacţie 6, deci paletei 2 a amplificatorului, realizîndu-se o comandă de deplasare a pistonului motorului de putere. Pentru puteri mici de acţionare servomotorul de comandă (SC) poate fi utilizat direct pentru realizarea unor poziţionări. Se ridică în acest caz probleme legate de şocurile ce apar la capăt de cursă, şocuri datorate opritoarelor. Acestea nu pot fi neglijate, mai ales cînd se doreşte realizarea unor viteze mari de lucru [3].

În figura 2 este reprezentată schema-bloc a sistemului de comandă şi a elementului de forţă, punîndu-se în evidenţă o reacţie negativă natu-

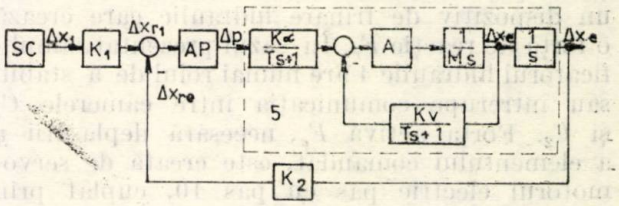


Fig. 2. Schema-bloc a sistemului de comandă şi a elementului de forţă pneumatic.

rală după viteză şi o reacţie negativă după poziţie realizată prin pîrghia 6. S-au neglijat întîrzierile introduse de servomotorul de comandă şi amplificatorul pneumatic care sînt mici în raport cu constanta de timp a motorului de forţă.

Sistemele de acţionare pneumatice sînt preferate în cazul manipulatoarelor şi roboţilor relativ simpli, cu avantajul unor viteze mari de acţionare şi a preluării suprasarcinilor fără pericol de distrugere.

2. Sistem de acţionare electrohidraulic

Schema de principiu a unui sistem de acţionare electrohidraulic, la care partea electrică conţine un motor pas cu pas, este reprezentată

* Intreprinderea mecanică Nicolina — Iaşi.
** Institutul politehnic — Iaşi.

în figura 3. Sînt puse în evidenţă următoarele elemente: elementul de prescriere 1; amplificatorul electric de eroare 2; transformatorul electromecanic curent-deplasare 3; amplificatorul hidraulic cu sertar 4, servomotorul hidraulic 5; traductorul de reacţie 6; elementul comandat 7; generatorul de frecvenţă 8, comandat în tensiune; distribuitorul de impulsuri şi amplificatorul de putere 9; servomotorul electric pas cu pas 10; sistemul de transmisie mecanic 11.

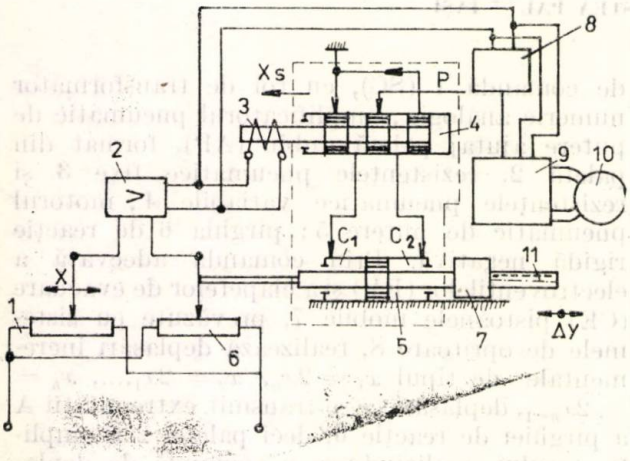


Fig. 3. Schema de principiu a unui sistem de acţionare electrohidraulic.

Sistemul prezentat face parte din categoria aşa-numitelor sisteme de comandă cu reacţiune [4]. Servomotorul hidraulic 5 formează un dispozitiv de frînare hidraulic care crează o forţă de reacţie F_r. În cazul prezentat, amplificatorul hidraulic 4 are numai rolul de a stabili sau întrerupe comunicaţia între camerele C_1 şi C_2. Forţa activă F_a, necesară deplasării y a elementului comandat, este creată de servomotorul electric pas cu pas 10, cuplat prin lanţul cinematic 11 la elementul comandat 7. Blocul 8 prelucrează adecvat abaterea ΔU în vederea comenzii motorului. Acest bloc poate primi informaţii suplimentare referitoare la poziţia organului mobil comandat sau a vitezei de lucru, informaţii figurate prin traseul punctat din figura 4, care reprezintă schema-bloc a sistemului.

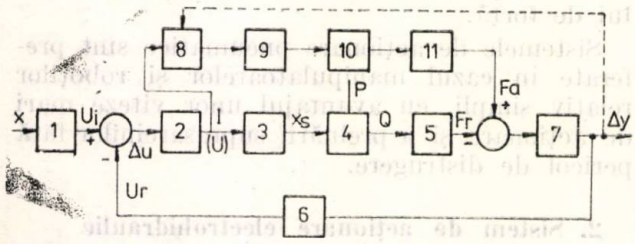


Fig. 4. Schema-bloc a sistemului electrohidraulic.

Se pot pune în evidenţă două regimuri de funcţionare distincte şi anume:

— poziţia elementului de comandă corespunde poziţiei prescrise, $\Delta U = 0$ şi în acest caz curentul I, prin înfăşurarea transformatorului electromecanic 3, este nul, deci sertarul amplificatorului hidraulic 4 obturează comunicaţia între camerele C_1 şi C_2, realizîndu-se în acest mod forţa de reacţie F_r mare, care menţine în poziţia de fixare elementul de comandă, pentru perturbaţii oricît de mari;

— poziţia elementului de comandă nu corespunde poziţiei prescrise, $\Delta U \neq 0$ şi sertarul amplificatorului 4 va fi comandat proporţional cu valoarea abaterii ΔU, stabilind comunicaţia între camerele C_1 şi C_2 iar sub acţiunea forţei F_a, al cărei sens este determinat de semnul lui ΔU, elementul comandat se deplasează în sensul acestei forţe pînă la atingerea poziţiei prescrise.

Din cele prezentate rezultă o serie de avantaje ale sistemelor de comandă cu reacţiune dintre care menţionăm:

— forţa de reacţie este creată prin introducerea unui dispozitiv de frînare hidraulic, de dimensiuni mici, care poate fi amplasat în orice loc al lanţului cinematic permiţînd compensarea jocurilor şi asigurarea condiţiilor de precizie a poziţionării fără a ridica precizia elementelor care alcătuiesc lanţul cinematic;

— există posibilitatea, în cadrul unor sisteme de comandă cu reacţiune, ca forţa F_a să nu se anuleze pentru $\Delta U = 0$, ci să se menţină la valoarea maximă pozitivă sau negativă, aceasta deoarece efectul său, pentru regimul de fixare, este anulat de forţa F_r; în acest caz sistemul este pregătit pentru o nouă poziţionare care poate fi realizată cu viteza maximă;

— la sistemele clasice cu comandă activă o întrerupere a canalului de transmitere a informaţiilor conduce la o mişcare aleatoare a elementului comandat pînă la una din extremităţile cursei sale; dimpotrivă, la sistemele de comandă cu reacţiune întreruperea canalului de transmitere a informaţiilor conduce la blocarea elementului comandat în poziţia în care era în momentul întreruperii canalului, lucru de o deosebită importanţă îndeosebi pentru roboţii care lucrează în medii periculoase;

— prin amplasarea motoarelor de acţionare pe batiul robotului, în afara cuplelor cinematice conducătoare, elementele mecanismului de deplasare se pot realiza uşoare, reducîndu-se sarcinile gravitaţionale şi cele inerţiale şi în plus eliberîndu-se cîmpul vizual al operatorului;

— se poate mări oricît valoarea coeficientului de amplificare a căii directe a sistemului, cu rezultate directe în creşterea performanţelor de rapiditate, fără a afecta stabilitatea sistemului deoarece pentru regimul de fixare, la $\Delta U = 0$, intervine sistemul de frînare cu forţa de reacţie F_r;

— la evaluarea stabilităţii sistemului se va avea în vedere o zonă de insensibilitate la nivelul elementului 2, de prelucrare a abaterii.

3. Concluzii

Proiectarea sistemului de acţionare pentru un robot industrial se va face în principal funcţie de clasa de aplicaţii a robotului, definită de natura operaţiilor elementare, capacitatea de manipulare, precizia de poziţionare, viteza de deplasare, spaţiul de lucru, structura sistemului de comandă. În funcţie de tipul şi performanţele sistemului de acţionare se va opta pentru o structură cinematică de bază a robotului, precum şi a algoritmului de conducere a mişcării ce urmează a fi implementat.

Bibliografie

[1] *Kovács F., Cojocaru G.*, Manipulatoare, roboţi şi aplicaţiile lor industriale, Ed. Facla, Timişoara, 1982.

[2] *Ban G. V., Stănescu A. M.*, Utilizarea motoarelor pas cu pas pneumatice pentru roboţi industriali. În Lucrările Primului Simpozion Naţional de Roboţi Industriali, Bucureşti, 1982.

[3] *Kreinin G. V.*, Pnevmaticeskie privodî promîşlennîh robotov. În Stanki i instrument, U.R.S.S., nr. 7, 1978.

[4] *Knîş P. I.*, Sposobî upravleniia peremeşceniiami zveniev avtomaticeskih manipuleator. In Stanki i Instrument, U.R.S.S., nr. 4, 1981.

Notă

În luna septembrie a.c. agenţia PUBLICOM a organizat la hotelul Athenèe Palace din Bucureşti un simpozion de specialitate al firmei DU PONT DE NEMOURS din Elveţia, avînd ca temă "Materiale pentru acoperirea cablurilor".

La acest simpozion au participat specialişti din industriile chimică, petrochimică, electrotehnică, institute de cercetare şi proiectare de profil, redactori ai presei tehnice de specialitate.

Reprezentanţii firmei DU PONT au făcut o scurtă prezentare a firmei, a produselor pe care le oferă pe piaţa mondială.

Subiectul de bază al simpozionului a fost descrierea detaliată a materialelor (polimeri, elastomeri etc.) pentru acoperirea cablurilor şi avantajele acestora în diverse utilizări ca: sonde marine, industriile electrotehnică, minieră, chimică. petrolieră.

Redacţia revistei "Electrotehnica, electronica şi automatica" deţine prospecte ale firmei DU PONT care pot fi consultate la sediul redacţiei.

Revista „ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ŞI AUTOMATICA" (E.E.A.), organ al Ministerului Industriei Electrotehnice, apare în cadrul Institutului de cercetare ştiinţifică şi inginerie tehnologică pentru industria electrotehnică (I.C.P.E.). Articole propuse spre publicare şi cererile de abonamente se vor trimite la redacţia revistei, Bucureşti, Calea Victoriei, nr. 133, telefon 50.40.90, int. 475 şi 695, plata abonamentelor făcîndu-se prin mandat poştal pe adresa: I.C.P.E., Bd. Tudor Vladimirescu, nr. 45—47, Bucureşti, cont virament nr. 301700301 BNRSR, filiala sector 5. Costul unui abonament anual pentru unităţi industriale şi instituţii, ca şi pentru persoane particulare este de 120 lei; nu se fac decît abonamente integrale. Costul unui exemplar: 10 lei

Cititorii din străinătate care doresc să se aboneze la revista E.E.A. — ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA şi AUTOMATICA se pot adresa Întreprinderii „ILEXIM" — departamentul export-import presă — Bucureşti — Calea Griviţei nr. 64—66. P.O.B. — 2001. — Telex 01.12.26

Tiparul: Întreprinderea poligrafică „Informaţia" Bucureşti, str. Brezoianu nr. 23—25, cd. 1651

I.T.C. BUCUREŞTI
Filiala CLUJ-NAPOCA
Str. Republicii nr. 109
telefon 17681

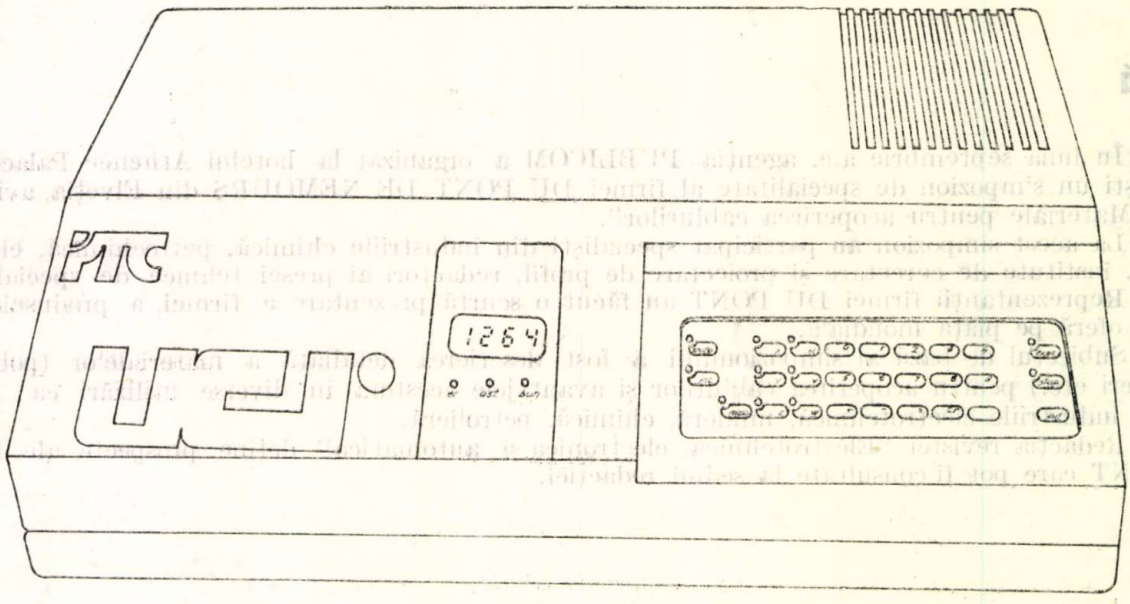
U.C.R.

Este un sistem microprocesor specializat bazat pe microprocesorul Z80, destinat controlului roboţilor electro şi electrohidraulici pas cu pas.

U.C.R. face parte dintr-un sistem de comandă ierarhizat.

U.C.R. înglobează două nivele din acest sistem : nivelul 1 — interpolatoarele de mişcare şi nivelul 2 — microcalculatorul specializat.

Mai multe U.C.R.-uri pot fi controlate de nivelul 3 — un minicalculator din seria PDP-II Nivelul 3 nu este obligatoriu în cazul unor celule de automatizare suplă cu un singur robot.



Caracteristici — recunoaşte un limbaj specializat,
— comandă maximum 6 motoare electrice sau electrohidraulice pas cu pas,
— controlează mişcările în buclă închisă,
— permite integrarea Robotului comandat într-un sistem de automatizare suplă a producţiei,
— permite autodiagnosticul,
— este modular.

Regimurile de funcţionare ale U.C.R.-ului

— aşteptare,
— manual şi manual pas cu pas,
— încărcare de la o consolă (DAF2010 etc.), de la calculator (I-100), sau de la un lector de bandă (LB-50),
— automat,

Interfaţa hardware (RS232C) şi software (limbajul specializat) cu nivelul 3 permite adoptarea unor limbaje de nivel superior, fără schimbări hardware, doar prin adăugarea sau schimbarea unor module software aferente nivelului 3.

IIRUC service

Întreprinderea pentru Întreţinerea şi Repararea Utilajelor de Calcul şi de Electronică Profesională

Bucureşti — România
Bd. Dimitrie Pompei nr. 6, sector 2
Telefon : 88.20.70
Telex : Service I.I.R.U.C. 11716 R

Întreprinderea noastră a luat fiinţă în 1968, în Bucureşti.
Acum, IIRUC oferă service tehnic pentru o gamă foarte largă de echipamente, printre care:
● comandă numerică pentru maşini-unelte ● sisteme şi minisisteme de calcul ● instrumente electronice de analiză şi măsură ● automate de dirijarea circulaţiei ● televiziune în circuit închis ● radiotelefoane ● aparatură medicală ● diverse alte echipamente
În principal, service-ul tehnic pe care îl oferim se compune din :
● întreţinerea preventivă periodică ● intervenţii la cerere la sediul beneficiarului ● reparaţii şi recondiţionări în laboratoare proprii ● instruirea personalului de exploatare al beneficiarului.
Aceste servicii sînt oferite atît utilizatorilor, cît şi producătorilor români sau străini, în România sau pe terţe pieţe.

11 SECŢII DE PRODUCŢIE — 80 DE FILIALE

În prezent, IIRUC deţine contracte de service cu mai mult de 16 000 de beneficiari români sau străini, deservind un parc de peste 350 000 de unităţi fizice.
Mai mult decît atît, acest parc se caracterizează prin existenţa a aproximativ 1 000 de tipuri diferite de echipamente, provenind de la 60 de producători independenţi.
Pentru a răspunde acestor cerinţe, ne-am structurat activitatea pe 11 secţii de producţie coordonate prin Sediul Central din Bucuresti.

Secţii naţionale pentru service dedicat
- S 15 — Procese automatizate prin comandă numerică
  — Bd. Dimitrie Pompei nr. 6, Bucureşti/ România, sectorul 2, tel. : 87.37.20
- S 20 — Sisteme şi minisisteme de calcul cu utilizare generală
  — Bd. Dimitrie Pompei nr. 6, Bucureşti/ România, sectorul 2, tel. : 88.68.20

Secţii teritoriale pentru service generalizat
- **S 03 — BUCUREŞTI**
  — Bd. Dimitrie Pompei nr. 6, Bucureşti/ România, sectorul 2, tel. : 88.60.65
- **S 07 — OLTENIA**
  — Cartier Rovine, bl. A, Craiova/România, tel. : 941/4.70.61
- **S 08 — BANAT**
  — Piaţa 700, Timişoara/România, tel. : 961/ 3.45.26
- **S 09 — TRANSILVANIA-NORD**
  — Str. Cimpeni nr. 28, Cluj-Napoca/România, tel. : 951/3.41.14
- **S 10 — TRANSILVANIA-SUD**
  — Str. Traian nr. 34, Braşov/România, tel. : 921/3.09.37
- **S 11 — MOLDOVA**
  — Str. Republicii, Iaşi/România, tel. : 981/ 3.28.44, 3.33.02
- **S 12 — MUNTENIA**
  — Bd. Dimitrie Pompei nr. 6, Bucureşti/ România, sectorul 2, tel. : 88.61.80
- **S 13 — DOBROGEA**
  — Str. Poporului nr. 121, Constanţa/România, tel. : 916/6.45.95, 6.47.93

Isotimpex
51 CHAPAEV STR SOFIA, BULGARIA TELEX 22731, 22732
CALCULATOARE
COMPONENTE
ENGINEERING

1986 MAJ 8